

# FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

## AUS DEM INHALT

**GASTON POTIER:** Procédés et dispositifs utilisés dans les transmissions multiplex par impulsions

**Dipl.-Chem. R. L. SCHUPP** und **Prof. Dr. R. MECKE:** Röhrenvoltmeter und Röhrengalvanometer mit Gleichspannungsverstärker

**Dr.-Ing. PAUL G. VIOLET:** Ein dreikreisiges Kopplungsfilter für Breitbandverstärker

**HARRY HERTWIG:** Elektrische Kippschwingungen

**Dr. WILHELM GEYGER:** Elektromagnetische Spannungsgleichhalter für Schaltanordnungen mit Elektronenröhren

JUNI 1948 • HEFT 6 • PREIS 3 MARK

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK G.M.B.H.



Aufnahme: Schwahn

### Mikrofonprüfung

Bei der Bestimmung der Richtwirkung von Mikrofonen muß das Schallfeld frei von störenden Reflexionen sein. Das Bild zeigt das im Heinrich-Hertz-Institut hierfür angewandte Meßverfahren. Das Mikrofon befindet sich im Freien vor einem aus einem Fenster herausragenden Lautsprecher und kann um seine Achse gedreht werden



**GASTON POTIER**

DK 621.396.44:621.3.083.72:621.3.052.7

Ingenieur, technischer Berater beim Nationalrat für Fernverkehrsstudien

## **Procédés et dispositifs utilisés dans les transmissions multiplex par impulsions\*)**

**Verfahren und Anordnungen, die bei den  
Vielfachübertragungen durch Impulse benutzt werden**

### **Zusammenfassung**

Die Vielfachübertragungen durch Impulse bilden in Frankreich und im Auslande den Gegenstand von Artikeln, die das Prinzip auseinandersetzen oder die zusammengefaßte Beschreibung gewisser Einrichtungen enthalten. Ziel dieser Studie ist, die Klassifizierung der praktisch angewendeten Verfahren zu versuchen.

Der Verfasser stellt die unterschiedlichen Organe, die eine Vielfach-Einrichtung mit Impulsen zuläßt, und die verschiedenen Prinzipien klar, die zur praktischen Verwirklichung angewendet werden können. Zu diesem Zweck beschreibt er zu jedem der behandelten Prinzipien wenigstens eine Schaltung.

Da Übertragungen durch Impulse erst seit kurzer Zeit in die industrielle Fertigung Eingang gefunden haben, sind einige Verfahren in dem vorliegenden Bericht nicht enthalten, teils weil nur unzureichende Veröffentlichungen vorliegen, teils weil sie den Gegenstand noch nicht veröffentlichter Patente bilden. Man kann aber leicht die vorliegende Arbeit im gegebenen Augenblick dadurch vervollständigen, daß man jedes neue Verfahren an seinem der Klassifizierung entsprechenden Platz einordnet.

### **Inhaltsverzeichnis**

- 1 Allgemeines zur Übertragung durch Impulse**
  - 11 Verwendung von Sendern mit sehr hohen Frequenzen**

\*) Übersetzung von Obering. K. Martin, einer in der Zeitschrift L' Onde Électrique Nr. 243 und 244/1947 erschienenen Arbeit. Dem Herausgeber der Zeitschrift und der Société des Radioélectriciens (Ancienne Société des Amis de la T. S. F.) sei für die zur Verfügungstellung des Beitrags an dieser Stelle besonders gedankt.

- 12 Das Prinzip der Übertragung durch Impulse
  - 121 Das Prinzip der Impulsmodulation
  - 122 Die Übertragung der das Signal kennzeichnenden Größe
  - 123 Die Charakteristiken impulsmodulierter Sender
- 13 Vielfachübertragungen
  - 131 Festlegung der Kanäle nach der Frequenz
  - 132 Festlegung der Kanäle nach der Zeit
- 2 Verfahren der Impulsmodulation
  - 20 Grundsätzliches
    - 201 Verschiedene Modulationsverfahren
    - 202 Vergleich der verschiedenen Modulationsverfahren
    - 203 Theoretische Behandlung der Modulation
  - 21 Amplituden-Modulation
    - 210 Grundsätzliches
    - 211 Gittermodulation
    - 212 Bremsgitter-Modulation
  - 22 Zeit-Modulation
    - 220 Grundsätzliches
    - 221 Ein Modulator, der direkt Impulse veränderlicher Dauer liefert
    - 222 Ein Modulator, der ein Signal besonderer Form benötigt
    - 223 Ein Modulator, der einen veränderlichen Bruchteil eines sägezahnförmigen Signales überträgt
      - 2230 Grundsätzliches
      - 2231 Verzerrungen, die durch das sägezahnförmige Signal hervorgerufen werden
      - 2232 Beispiel eines Modulators
  - 23 Abstands-Modulation
    - 230 Grundsätzliches
    - 231 Umformung einer Phasenmodulation in eine Abstandsmodulation
    - 232 Umformung einer Zeitmodulation in eine Abstandsmodulation
- 3 Einordnung der verschiedenen Kanäle
  - 30 Grundsätzliches
  - 31 Gemeinsame Generatoren
    - 310 Grundsätzliches
    - 311 Generatoren für die Basis
    - 312 Generatoren für die Synchronisierzeichen
    - 313 Generatoren für die Entsperrsignale
  - 32 Phasenschieber
    - 320 Grundsätzliches
    - 321 Phasenschieber für sinusförmige Signale
    - 322 Phasenschieber für Entsperrsignale
    - 323 Phasenschieber mit Beeinflussung für die Synchronisierimpulse
  - 33 Besondere Generatoren
    - 330 Grundsätzliches
    - 331 Impulsgeneratoren für die Entsperrung
    - 332 Phasenschieber-Generatoren für die Entsperrimpulse
      - 3320 Grundsätzliches
      - 3321 Schaltungen mit Röhren
      - 3322 Schaltungen mit Katodenstrahl-Ablenkung



- 4 Die Selektion der Leitimpulse im Empfangsgerät
  - 40 Grundsätzliches
  - 41 Charakteristiken der Leitsignale
    - 410 Grundsätzliches
    - 411 Unterscheidung durch die Amplitude
    - 412 Unterscheidung durch die zeitliche Dauer
    - 413 Unterscheidung durch den Abstand
  - 42 Siebe für die Leitimpulse
    - 420 Grundsätzliches
    - 421 Amplitudensiebe
    - 422 Sieb für die zeitliche Dauer der Zeichen
    - 423 Sieb für den Abstand der Zeichen
- 5 Trennung und Gleichrichtung der Impulse eines Kanales
  - 50 Grundsätzliches
  - 51 Trennung der Impulse eines Kanales
    - 510 Grundsätzliches
    - 511 Amplitudensieb
    - 512 Coinzidenzsieb
  - 52 Gleichrichtung von Impulsen
    - 520 Grundsätzliches
    - 521 Gleichrichtung von amplituden- oder zeitmodulierten Impulsen
    - 522 Gleichrichtung von abstandsmodulierten Impulsen
      - 5220 Grundsätzliches
      - 5221 Umformung der Abstandsmodulation in eine Amplitudenmodulation
      - 5222 Umformung der Abstandsmodulation in eine Zeitmodulation

## 1 Allgemeines zur Übertragung durch Impulse

### 11 Verwendung von Sendern mit sehr hohen Frequenzen

Wenn man eine funktelerfonische Verbindung zwischen zwei Punkten errichtet, wünscht man im allgemeinen, daß der größte Teil der Energie zum Empfangsort hin abgestrahlt wird; infolgedessen hat man sich um Anordnungen bemüht, die die Energie in einem Strahl so eng wie möglich bündeln. Nun besitzen aber die verschiedenen Richtantennensysteme ein gemeinsames Merkmal: sie sind um soviel sperriger, je wichtiger die Richtwirkung und je niedriger die Betriebsfrequenz ist.

Da die Funkpeilung den Bau von Anlagen erforderte, die sehr richtungskräftige Antennen von geringer Sperrigkeit besaßen, versuchte man, immer höhere Frequenzen zu verwenden.

Daraus entspringen die wichtigen Fortschritte auf dem Gebiet der Erzeugung und Anwendung von Signalen sehr hoher Frequenz, die das Spektrum der für die Fernverbindungen nutzbaren Frequenzen beträchtlich erweitern.

Es ist gegenwärtig möglich, funktelerfonische Verbindungen auf Frequenzen von mehreren Tausend MHz zu bauen, wobei die Energie in einem Strahl von der Breite eines Winkelgrades konzentriert ist. Die Herren Deloraine und Labin haben bereits gezeigt[1], daß es trotz des hohen Grades an Stabilität der benutzten Generatoren nötig war, bei Fehlen der Modulation für den Empfang ein wesentlich bedeutenderes Durchlaßband vorzusehen, als bei der Be-

nutzung tieferer Frequenzen. Daraus folgt, daß der relative Zuwachs des durchgelassenen Bandes, der für die richtige Übertragung der Modulation nötig ist, gewöhnlich zu vernachlässigen ist, und daß man daran denken kann, ein Modulationsverfahren zu benutzen, das ein relativ bedeutendes Durchlaßband benötigt. Es ist jedoch wohlverstanden so, daß in diesem Falle das ins Auge gefaßte Modulationsverfahren im Hinblick auf die gewöhnlich benutzten Verfahren besondere Vorteile zeigen muß, um die Vergrößerung des benötigten Durchlaßbandes zu rechtfertigen. Das ist bei der Impulsmodulation der Fall, den wir hier näher untersuchen wollen.

## 12 Das Prinzip der Übertragung durch Impulse

### 121 *Das Prinzip der Impulsmodulation*

Die gewöhnlich benutzten Sender liefern eine ununterbrochene Welle, deren Amplitude, Frequenz oder Phase eine lineare Funktion der augenblicklichen Amplitude des zu übertragenden Signales ist. Dieses erhält man, wenn man fortgesetzt der Modulationsstufe einerseits ein nicht moduliertes Hochfrequenzsignal und andererseits das zu übertragende Signal zuführt. Letzteres tritt in Form einer veränderlichen Spannung auf, die aber einen Wert Null nur in Augenblicken besitzt, die keinen periodischen Charakter zeigen. Die Impulsmodulation dagegen besteht darin, der Modulationsstufe, abgesehen vom Träger, Signale zuzuführen, die nur eine begrenzte, oder zwischen bekannten Grenzen veränderliche Dauer haben, und die sich in einem gleichfalls bekannten Rhythmus wiederholen.

Ebenso wie bei den klassischen Modulationsverfahren muß die Modulationsstufe eines impulsmodulierten Senders also die Veränderung der Amplitude, der Frequenz, oder der Phase der Trägerwelle gestatten. Die bei den klassischen Modulationsverfahren unentbehrlichen Linearitätsbedingungen können je nachdem notwendig oder nutzlos sein. Mit anderen Worten, der Unterschied zwischen den klassischen Sendern, und denen, von welchen hier die Rede ist, besteht darin, daß die einen fortgesetzt moduliert sind, wohingegen die anderen nur während kurzer Augenblicke moduliert werden, so daß für beide Fälle die gleichen Modulationsverfahren angewendet werden können.

### 122 *Die Übertragung der das Signal kennzeichnenden Größe*

Wir wollen jetzt sehen, wie eine Trägerfrequenz mit Impulsen moduliert werden kann. Wenn wir während ihrer Dauer ausreichende Merkmale angeben können, um das zu übertragende Signal zu kennzeichnen, ist seine Wiederherstellung in der Empfangsanordnung möglich, und wir haben ein Verfahren zur Übertragung durch Impulse festgelegt.

Die Übertragung der das Signal kennzeichnenden Größe kann bewirkt werden entweder durch Veränderung der Charakteristik der Einhüllenden der Trägerwelle oder durch Veränderung ihrer Frequenz bzw. ihrer Phase. Wir haben in Abb. 1a ein sinusförmiges Signal gezeichnet, das übertragen werden soll; die Abb. 1b bis 1f zeigen die Form der Trägerwelle, wie sie sich darstellt, wenn man die am häufigsten in der Impulstechnik benutzten Modulationsverfahren anwendet. Die Übertragung der das Signal kennzeichnenden Größe wird in den Fällen 1b, 1c und 1d durch Veränderung der Einhüllenden erreicht. Sie zeigt sich in der Impulsform, deren einer Parameter veränderlich in Abhängigkeit von der augenblicklichen Amplitude des zu übertragenden Signales dargestellt ist. Der veränderliche Parameter ist im Falle 1b die Amplitude, in



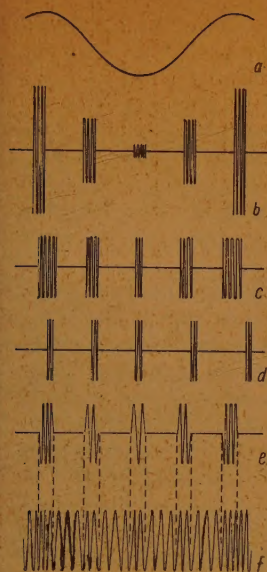


Abb. 1

1c die zeitliche Dauer und in 1d der Abstand, bezogen auf denjenigen, welcher beim Fehlen der Modulation eingenommen würde.

Diese drei Übertragungsverfahren sind die am häufigsten angewandten und werden gewöhnlich „Übertragung durch modulierte Impulse“ genannt. Die Abb. 1e und 1f zeigen einen Träger, dessen Frequenz veränderlich in Abhängigkeit von der augenblicklichen Amplitude des zu übertragenden Signales dargestellt ist. Im Falle der Abb. 1e wird der frequenzmodulierte Träger impulsweise übertragen, während er in Abb. 1f ununterbrochen durchläuft, aber durch Impulse frequenzmoduliert ist.

### 123 Die Charakteristiken impulsmodulierter Sender

Die impulsmodulierten Sender unterscheiden sich von den klassischen in folgenden Punkten:

1. Die abgestimmten Kreise müssen die Übertragung eines breiten Frequenzbandes durchlassen, damit die Impulse des Hochfrequenzsignales richtig übertragen werden.
2. Die Bandbreite wird durch das Frequenzspektrum der Impulse bestimmt und nicht durch das des zu übertragenden Signales. Sie ist wesentlich bedeutender als bei der Verwendung der klassischen Modulationsverfahren.
3. Falls zur Übertragung Impulsmodulation mit konstanter Amplitude benutzt wird, bestimmt die Modulationsstufe nur zwei feste Spannungswerte der Trägeramplitude (nichtvorhandene oder vorhandene Impulse). Dies gestattet die Verwendung von nichtlinearen Modulationsschaltungen, ohne die geringste Verzerrung zu erhalten.
4. Die Trägeramplitude kann zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen Null sein. Die von der Endstufe des Senders verlangte Oberstrichleistung wird daher im allgemeinen höher sein, als die gewöhnlich zugelassene, wobei die mittlere Leistung aber in beiden Fällen gleich ist.

## 13 Vielfachübertragungen

### 131 Festlegung der Kanäle nach der Frequenz

Die Übertragung mehrerer Nachrichten mit Hilfe einer einzigen Trägerfrequenz stellt ein Problem dar, das die Techniker seit mehreren Jahren zu lösen bestrebt sind. In den klassischen Schaltungen, wo die zu übertragenden Signale ununterbrochen dem Modulator zugeführt werden, kann die Trennung mehrerer mit Hilfe eines einzigen Trägers übermittelter Nachrichten nur geschehen, wenn sie verschiedene Frequenzbänder benutzen. Man kommt also zu einer Verteilung der Modulationsfrequenzen, wobei jedem Übertragungskanal ein bestimmtes Frequenzband vorbehalten ist. Diese wiederum erfordert eine Festlegung der verschiedenen Übertragungskanäle nach der Frequenz.

Es ist klar, daß die Signale verschiedener Leitungen, wenn man zum Beispiel mehrere telefonische Nachrichten übertragen will, zunächst alle das gleiche Frequenzband einnehmen. Dieses System braucht also zunächst eine Umsetzung

der Frequenzen der verschiedenen Leitungen und danach die Vermischung der umgesetzten Signale, bevor sie zum Modulator gelangen. Diese verschiedenen Vorgänge sind schematisch in Abb. 2 dargestellt.

### *182 Festlegung der Kanäle nach der Zeit*

Wenn man die Impulsmodulation anwendet, kann man daran denken, die tote Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden, mit dem gleichen Übertragungskanal modulierten Impulsen zu benutzen, um weitere Impulse zu übertragen, die mit anderen Kanälen moduliert sind. Dies gestattet eine Festlegung verschiedener Übertragungskanäle in der Zeit (oder genauer von Impulsen, die sie nicht modulieren dürfen).

Wenn man die Signale eines Impulsgenerators gleichzeitig auf eine bestimmte Zahl von Impulsmodulatoren überträgt, erscheinen die durch die verschiedenen Übertragungskanäle modulierten Impulse in gleichen Abständen. Es ist folglich nötig, die einen in Rücksicht auf die anderen abzubremesen, sie dann zu mischen und schließlich der Schaltung zuzuführen, die den Sender impulsmoduliert. Die verschiedenen Vorgänge sind schematisch in Abb. 3 gezeichnet. Man sieht außer den mit verschiedenen Kanälen modulierten Impulsen einen besonderen Impuls, der dabei den zeitlichen Nullpunkt bestimmt, den sog. Leitimpuls.

Das Prinzip der Festlegung nach der Zeit unterscheidet sich also auf den ersten Blick wenig von dem der Festlegung nach der Frequenz und scheint kein besonderes Interesse zu beanspruchen. Dagegen sieht man, ohne diese Frage im einzelnen zu prüfen, daß die Frequenzumsetzung mit fester Bandbegrenzung für jeden Kanal ein viel delikaterer Vorgang ist, als wenn man eine bestimmte Anzahl modulierter Impulse nacheinander überträgt. Andererseits muß man so viel Umsetzerschaltungen und Filter benutzen, als Übertragungskanäle vorhanden sind; alle diese Schaltungen sind voneinander verschieden, während die Festlegung nach der Zeit allgemein einen einzigen Typ des Verzögerungskreises benötigt.

Die Einfachheit, der geringe Platzbedarf und die Betriebssicherheit, die Mehrfach-Anlagen mit Festlegung nach der Zeit zeigen, gestatten die Annahme, daß sie bei allen zukünftigen Radioverbindungen, wo man eine genügende Bandbreite unterbringen kann, angewendet werden. Man muß sich selbstverständlich hüten, die bereits klassisch gewordenen Verfahren als überholt anzusehen, aber man darf beispielsweise gelten lassen, daß die Mehrfachverbindungen durch Mikrostrahlen sehr wahrscheinlich die Mehrfachkanalgeräte mit Festlegung nach der Zeit verwenden werden.

## **2 Verfahren der Impulsmodulation**

### *20 Grundsätzliches*

#### *201 Verschiedene Modulationsverfahren*

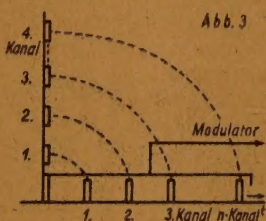
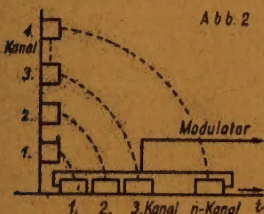
Der wirklich originelle Teil eines impulsmodulierten Senders ist derjenige, wo die Impulse erzeugt, moduliert und gemischt werden, bevor man sie der Modulationsstufe des Senders zuführt. Anders ausgedrückt, das Hauptproblem bei dieser Übertragungsart ist die Modulation der Impulse durch das zu übertragende Signal. Dieses wollen wir in dem vorliegenden Kapitel eingehend betrachten.

Vor der Untersuchung der verschiedenen Schaltungen, die dabei benutzt werden können, sollen zunächst die verschiedenen Arten, um Impulse zu modulieren, aufgezeigt werden. Das Modulationsprinzip besteht in der Veränderung einer der



Charakteristiken des zu modulierenden Signales in Abhängigkeit von der augenblicklichen Amplitude des Signales, das übertragen werden soll. Die Impulse sollen durch die Frequenz ihrer Wiederholung, ihre Amplitude und ihre zeitliche Dauer bestimmt sein. Man sieht dann, daß man sie modulieren kann, indem man eine der drei genannten Größen veränderlich macht.

Ein viertes Modulationsverfahren kann man gleichfalls anwenden, wenn jeder modulierte Impuls von einem nicht modulierten Bezugsimpuls begleitet wird. In diesem Falle kann die Modulation in der Veränderung der Zeit bestehen, die die modulierten Impulse von den Bezugsimpulsen trennt. Der Abstand eines modulierten Impulses zu dem Bezugsimpuls ändert sich dann im Rhythmus der Modulation. Diese



Modulationsart scheint das höchste Interesse zu beanspruchen.

## 202 Ein Vergleich der verschiedenen Modulationsverfahren

Wir begnügen uns hier, die praktisch angewendeten

Modulationsverfahren miteinander zu vergleichen, und zwar: Amplituden-, Zeit- und Abstands-Modulation.

Die Amplitudenmodulation bietet den Vorteil, für Sender wie Empfänger nur sehr einfache Schaltungen zu benötigen. Dagegen zeigt sie, abgesehen von der Einfachheit, Mehrkanalanlagen einzurichten, keine Vorteile gegenüber der klassischen Amplitudenmodulation, zumal im letzteren Falle die Güte der Übertragung von der Nichtlinearität der Röhrencharakteristiken abhängt und das Verhältnis Signal zu Störung, das am Ausgang des Empfängers auftritt, wenigstens gleich dem am Eingang ist.

Die Zeitmodulation braucht im Prinzip eine sehr verwickelte Modulationsschaltung; die Schaltung zur Gleichrichtung kann dagegen genau so einfach sein wie die bei der Amplitudenmodulation. Die Nichtlinearität der Röhrenkennlinien hat keinen Einfluß mehr auf die Übertragungsgüte, da die Bestimmungsgröße des Signals nicht mehr durch die Amplitudenänderung der Impulse übertragen wird; dagegen können die Kreise wesentliche Verzerrungen herbeiführen. Die Schaltung zur Gleichrichtung bezieht sich auf die Dauer der Impulse, und nicht auf ihre Amplitude, das Verhältnis Signal zu Störung am Empfänger-Ausgang ist also verschieden von dem am Eingang (1). In der Praxis besitzen die Empfänger eine Begrenzerstufe, mit der man das Verhältnis Signal zu Störung verringern kann, wenn die Amplitude der Störung kleiner als die Hälfte der Amplitude der Impulse ist. Man sieht sofort, daß die verschiedenen Eigenschaften der Übertragung mit zeitmodulierten Impulsen den Vergleich dieses Verfahrens mit der Übertragung durch Frequenzmodulation der Trägerwelle zuläßt.

Bei der Abstandsmodulation ist die Modulationsschaltung kaum komplizierter als die vorhergehende; die Schaltung zur Gleichrichtung ist hingegen wesentlich verwickelter. Man findet bei diesem Verfahren die gleichen Vorteile wieder wie bei der Zeitmodulation. Da indessen die Dauer der modulierten Impulse konstant ist, können die Kreise keine Verzerrung des übertragenen Signales hervorrufen. Schließlich noch als erwähnenswerter Vorteil: das Verhältnis der Impuls-

dauer zu seiner Periode ist besonders klein, beim amplitudenmodulierten Sender lassen sich so nur eine mittlere reduzierte Leistung übertragen und Röhren kleiner Leistung benutzen.

### 203 Theoretische Behandlung der Modulation

Wir wollen ein periodisches Signal betrachten, das sich aus rechteckigen Impulsen der zeitlichen Dauer  $t_1$ , der Amplitude  $A$  und der Periode  $T_1$  zusammensetzt. Ein solches Signal ist in Abb. 4 dargestellt und kann in die Form einer Fourierschen Reihe gebracht werden.

$$F(t) = \sum_{n=0}^{n=\infty} A_n \cos n \omega (t - t_0) \quad (1)$$

Der Koeffizient  $A_0$  ist gegeben durch:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0 - \frac{t_1}{2}}^{t_0 + \frac{t_1}{2}} A dt = AS \quad (2)$$

wobei man einsetzt  $S = \frac{t_1}{T_1}$ . Die Werte der anderen Koeffizienten seien gegeben durch:

$$A_n = \frac{2}{T_1} \int_{t_0 - \frac{t_1}{2}}^{t_0 + \frac{t_1}{2}} A \cos n \omega (t - t_0) dt = 2A \sin \frac{n \pi S}{n \pi} \quad (3)$$

Wenn solche Impulse mit einem Signal der Form  $E \sin \Omega t$  amplitudenmoduliert werden, kann man sich vorstellen, daß die Koeffizienten

$$A'n = A n (1 + m \sin \Omega t) \quad (4)$$

werden, wobei man  $m$  den Modulationsgrad nennt. Bei der Zeitmodulation ist es der Parameter  $S$ , der diese Form annimmt, und schließlich bei der Abstandsmodulation ist dieser Wert  $t_0$ , der im Takte der Modulation verändert wird. Dieses Verfahren, das so sehr durch seine Einfachheit besticht, ist dennoch unkorrekt. Tatsächlich stellt eine Folge rechteckiger Impulse eine Erscheinung dar, auf die die Vorstellung einer stetigen Veränderung nicht anwendbar ist, weil sie nur in den Augenblicken moduliert ist, wo die Impulse da sind. Nehmen wir an, daß die Impulsdauer proportional dem in der Mitte der Impulse auftretenden Augenblickswert der Amplitude des zu übertragenden Signales ist, so wird die Dauer des  $p$ -ten Impulses:

$$t_p = t_1 \left( 1 - m \cos 2 \pi p \frac{T_1}{T_m} \right) \quad (5)$$

wenn man mit  $T_m$  die Periode des Niederfrequenzsignales bezeichnet.

Allgemein hat die Impulsdauer am Ende einer Niederfrequenzschwingung nicht den gleichen Wert erreicht, sondern erst nach einer Zeit  $T > T_m$  die einer Frequenz  $F$  entspricht. Die Periode dieser Erscheinung ist also  $T$  und man kann



sie in eine Gleichung fassen, wenn man die Summe einer Anzahl von Impulsen der Periode  $T$  bildet. Die Impulse jeder Impulsreihe haben alle die gleiche Amplitude und Dauer.

In Abb. 5 ist die Auflösung gezeichnet, wie sie sich für amplitudenmodulierte Impulse ergibt; wenn dabei die Impulsfrequenz gleich  $5/2$  mal der Signalfrequenz ist, erhält man:  $T = 2 T_m$ .

Bei der Zeitmodulation hat der erste Impuls der ersten Impulsreihe eine zeitliche Dauer  $t_1$  und erscheint in einem Augenblick  $t_0$ , der der zweiten Reihe eine Dauer  $t_2$  und erscheint in einem Augenblick  $t_0 + T_1$  usw. ... Man muß dann die Summe  $\frac{T}{T_1}$  der Impulsreihen bilden. Die Gleichung der  $(p + 1)$ -ten Reihe ist:

$$e_p = A \frac{t_p}{T} + \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \pi \frac{t_p}{T}}{n} \cos 2 \pi n F [t - (t_0 + p T_1)].$$

Die Summe ist also:

$$e = \sum_{p=0}^{\frac{T}{T_1}-1} A \frac{t_p}{T} + \frac{2A}{\pi} \sum_{p=0}^{\frac{T}{T_1}-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \pi \frac{t_p}{T}}{n} \cos 2 \pi n F [t - (t_0 + p T_1)].$$

Vor der Summierung muß man den Wert  $t_p$ , wie man ihn nach Gl. (5) erhält, einsetzen. Bei der Amplituden- oder Abstandsmodulation müssen die Parameter

$A$  oder  $t_0$  in diese Form gebracht werden. Falls man die Zeitmodulation durch Verschieben einer einzigen Flanke erhält, wird man also eine

Phasenverschiebung in der Zeit  $\frac{t_1}{2}$ ,

bezogen auf die symmetrische Modulation, berücksichtigen müssen.

Dieses Verfahren setzt voraus, daß die Dauer eines modulierten Impulses ausschließlich durch die augenblickliche Amplitude des zu übertragenden Signales bestimmt wird. Praktisch bestimmen die Amplitudenänderungen des Signales während der Augenblicke, wo die Impulse vorhanden sind, ihre Dauer. Dieser Effekt kann indessen vernachlässigt werden, falls die größte Dauer der Impulse klein ist gegenüber der Periode des zu übertragenden Signales.

Die oben angeführte Rechenmethode wurde von Ronald B. Shepherd [2] angegeben, der bei der Amplitudenmodulation für die Niederfrequenzkomponente eine Amplitude:

$$m A S \frac{\sin \pi \frac{t_1}{T_m}}{\pi \frac{t_1}{T_m}}$$

fand. Dieser Wert nähert sich offensichtlich  $m A S$ , wenn  $\frac{t_1}{T_m} \ll 1$ , was praktisch immer der Fall ist.

Bei der Zeitmodulation ist die Amplitude der Niederfrequenzkomponente

$$m A S \frac{J_1 \left( 2 \pi m \frac{t_1}{T_m} \right)}{\pi m \frac{t_1}{T_m}},$$

wobei  $J_1(z)$  eine Besselsche Funktion erster Art 1. Ordnung ist. Diese Niederfrequenz nähert sich gleichfalls dem Wert  $m A S$ , wenn  $\pi m \frac{t_1}{T_m}$  sich Null nähert. Schließlich besitzt bei der Abstandsmodulation die Niederfrequenz eine Amplitude

$$\frac{A S \Phi_{\max}}{\frac{T_m}{T_1}} \frac{\sin \pi \frac{t_1}{T_m}}{\pi \frac{t_1}{T_m}} \frac{J_1 \left( \Phi_{\max} \frac{T_1}{T_m} \right)}{\Phi_{\max} \frac{T_1}{T_m}},$$

wobei  $\Phi_{\max}$  die größte Phasenabweichung unter dem Einfluß des Impulses im Verlauf der Modulation ist. Wenn  $\frac{T_m}{T_1}$  sich  $\infty$  nähert, strebt die Niederfrequenzamplitude dem Wert  $A S \Phi_{\max} \frac{T_1}{T_m}$  zu.

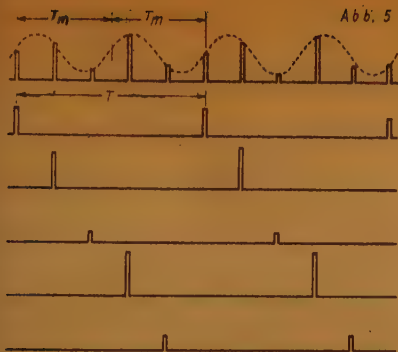
Wir haben also festgestellt, daß bei der Abstandsmodulation die Amplitude der Niederfrequenzkomponente proportional der Modulationsfrequenz ist, während bei den anderen Verfahren diese unabhängig von ihr ist. Andererseits ist diese Amplitude gering, denn  $S = \frac{t_1}{T_1}$  ist bei diesem Modulationstyp klein

und  $\frac{T_1}{T_m} < 1$ . Aus diesem Grunde zieht man es allgemein vor, die abstandsmodulierten Impulse in amplituden- oder zeitmodulierte Impulse umzuformen, bevor man sie der Gleichrichterschaltung zuführt.

Wenn es vorteilhaft ist, die Amplitude der Niederfrequenzkomponente zu kennen, die den verwendbaren Teil des übertragenen Signales bestimmt, dann muß man gleichfalls, wenigstens qualitativ, die anderen Komponenten kennen, die möglichst vorher eliminiert werden. Die verschiedenen Oberwellen der übertragenen Signale können natürlich nicht ausgeschieden sein, wenn sie sich in dem zu übertragenden Frequenzband befinden. Die Amplitude dieser Oberwellen ist sehr gering und überschreitet bei der Zeit- oder Abstandsmodulation im allgemeinen nicht 2%. Ebenfalls bestehen Frequenzen der Form  $F_1 - 2 F_m$  und  $F_1 - 3 F_m$ , mit gleicher Amplitude wie die Oberwellen.

Im Gegensatz zu diesen Signalen mit kleinen Amplituden bestehen andere mit beachtlichen Amplituden, bevor sie bei der Gleichrichtung völlig ausgeschieden werden. Ihre Frequenz zeigt sich in der Form  $k \cdot F_1$  und  $k F_1 \pm F_m$ , wobei man  $k$  mit einer beliebigen ganzen Zahl,  $F_1$  mit der Impulsfrequenz und  $F_m$  mit der Modulationsfrequenz einsetzt. Das dem gewünschten Signal am nächsten kommende störende Signal, das also besonders hinderlich ist, hat die Frequenz  $F_1 - F_m$ ; um es eliminieren zu können, muß  $F_1 - F_m > F_m$  sein, wobei man sozusagen  $F_m$  die höchste zu übertragende Frequenz nennt und  $F_1 > 2 F_m$  wird.





## 21 Amplitudenmodulation

### 210 Grundsätzliches

Die Schaltungen, die amplitudenmodulierte Impulse ergeben, unterscheiden sich von den hauptsächlich benutzten Amplitudenmodulatoren nur durch die Natur der ihnen zur Modulation zugeführten Signale. Man kann sie in zwei Gruppen einteilen: eine umfaßt die Aufbauten, bei denen die zu modulierenden Impulse und das zu übertragende Signal einer einzigen Elektrode zugeführt werden, und die andere jene Aufbauten, bei denen diese Signale zwei getrennten Elektroden zugeführt werden.

In der Praxis gehören zur ersten Art von Modulatoren diejenigen Schaltungen, die zur Modulation das Steuergitter benutzen, und zur zweiten Art die, welche zur Modulation das Bremsgitter verwenden. Wir geben nachstehend von jeder Art eine Beschreibung ihres Aufbaues.

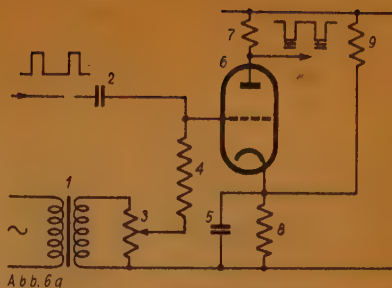


Abb. 6a

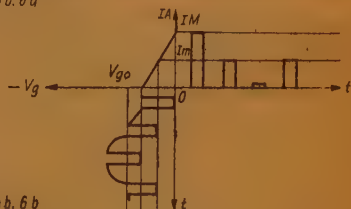


Abb. 6b

### 211 Gittermodulation

Abb. 6 zeigt ein Anwendungsbeispiel. Die zu übertragenden Signale erscheinen an den Klemmen des Potentiometers 3, während die zu modulierenden Impulse über eine Kapazität 2 an das Gitter der Röhre 6 gelangen.

Die Arbeitsweise dieses Modulators versteht man leicht, wenn man sie auf die Abb. 6a überträgt. Ohne das zu übertragende Signal erhält das Gitter während der Impulse eine Spannung (begrenzt durch die Widerstände 8 und 9), die um die Mitte des geradlinigen Teiles der Charakteristik schwankt. Der Anodenstrom ist zwischen den Impulsen Null und hat während ihrer Dauer einen Wert  $I_M$ . Wenn eine Spannung an den Klemmen des Transformators 1 auftritt, hat das dem Gitter der Röhre 6 zugeführte Signal als Funktion der Zeit die in Abb. 6a gezeichnete Form. Die Impulse rufen dann in dem Anodenkreis die Erscheinung von Stromimpulsen hervor, deren Amplitude zwischen Null und einem Höchstwert  $I_M$  liegt. Das Signal an den Klemmen des Belastungswiderstandes 7 zeigt also die Form von periodischen Impulsen, deren Amplitude eine lineare Funktion des zu übertragenden Signales ist, wenn die Charakteristik der Röhre  $I_a = f(U_{g1})$  selbst linear ist.

Die bei diesem Aufbau sich ergebenden Schwierigkeiten rühren daher, daß man nicht leicht einen der Kreise ohne Änderung der Arbeitsbedingungen des anderen regeln kann. Die Begrenzung der verschiedenen Elemente, die den Eingangs-

kreis bilden, bedeutet Kompromisse zwischen verschiedenen Bedingungen, die erfüllt werden müssen; diese wollen wir jetzt prüfen.

Um eine wesentliche Verzerrung der Impulsform zu vermeiden, muß der Widerstand 4 groß im Verhältnis zu 3 sein. Aber die Belastungsimpedanz der Generatorröhre der nicht modulierten Impulse, die zwangsläufig klein ist, bildet mit dem Widerstand 4 einen Spannungsteiler und vermindert so die Amplitude des dem Gitter der Röhre 6 zugeführten NF-Signales wirksam. Die vorher genannte Bedingung kann nicht erfüllt werden, wenn die Impedanz des Kondensators 2 niedrig ist. Praktisch wird also der Kondensator 2 eine große Impedanz für die zu übertragenden Signale darstellen, ohne indessen eine Verformung durch Differentiation der zum Steuergitter übertragenen Impulse hervorzurufen. Man muß in der Rechnung auch die Eingangskapazität der Röhre berücksichtigen, die es verhindert, daß der Widerstand 4 einen zu großen Wert erhält, da man dann eine Potentiometerschaltung erhalten würde, die die hohen Frequenzen schwächt. Schließlich wird bei Mehrkanalübertragungen mit gemeinsamem Impulsgenerator für die verschiedenen Modulatoren ein Bruchteil des NF-Signales, das an den Klemmen der Belastungsimpedanz des Generators auftritt, an die anderen Modulatoren übertragen und so ein Übersprechen erzeugt, das bedeutungsvoll sein kann.

## 212 Bremsgitter-Modulation

Einen Aufbau, wie man ihn benutzen kann, zeigt Abb. 7. Die nicht modulierten Impulse werden über die Kapazität 1 an das Gitter der Röhre 5 gebracht. Eine automatische Vorspannung ergibt sich mit Hilfe des Gitterableitwiderstandes 2. Das zu übertragende Signal wird dem Bremsgitter der Röhre 5 über einen Transformator 8 zugeführt, die Modulationstiefe kann mit Hilfe des Potentiometers 7 eingestellt werden.

Die Arbeitsweise dieses Modulators läßt sich aus Abb. 7a erkennen, die die Bremsgitter-Kennlinie einer Pentode darstellt.

Die Bremsgitterspannung  $U_g$  30 ist so eingestellt, daß der Arbeitspunkt der Röhre sich in der Mitte des geradlinigen Teiles der Kennlinie befindet. Während der Modulation kann der Anodenstrom alle Werte zwischen den vorläufig festgelegten Grenzen annehmen. Jedoch führt die Röhre nur in den Augenblicken Strom, wenn ein positiver Impuls an das Steuergitter gelangt, und nur dann erscheint an den Klemmen des Belastungswiderstandes 6 eine Spannung. Man erhält so an dem Widerstand 6 Impulse, deren Amplitude proportional der des zu übertragenden Signales ist und die sich im Rhythmus der am Steuergitter liegenden Impulse wiederholen. Dieser Modulator zeigt gegenüber dem vorher betrachteten den Vorteil, völlig voneinander unabhängige Kreise zu besitzen. Andererseits ist die Ursache des Übersprechens, das bei der Gittermodulation auftritt, hier praktisch beseitigt.

(Fortsetzung folgt)

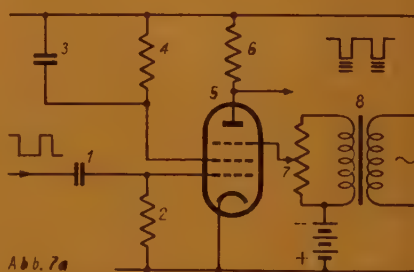


Abb. 7a

Momentanwerte, bei denen die Röhre Strom durchläßt

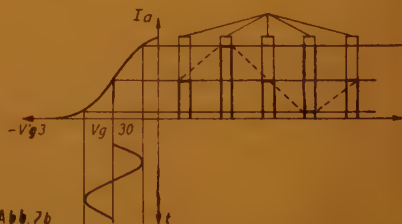


Abb. 7b



# Röhrenvoltmeter und Röhrengalvanometer mit Gleichspannungsverstärker

*(Mitteilung aus dem Institut für physikalische Chemie der Universität  
Freiburg i. Br.)*

Es wird ein dreistufiger Gleichspannungsverstärker mit Gegentakt-Endstufe beschrieben. Das Gerät ist mit zwei Verbund-Trioden EDD 11 ausgerüstet und kann aus einer einzigen Heizquelle von 6 V und einer Anodenstromquelle von 280 V gespeist werden. Es liefert bei kleinstem Raumbedarf eine Arbeitssteilheit von 63 mA/V und zeigt eine befriedigende Nullpunkt Konstanz.

Um mit einstufigen Röhrenvoltmetern und Röhrengalvanometern kleinste Spannungs- und Stromstärkeänderungen messen zu können, müssen Anzeigeeinstrumente von wenigstens  $1 \cdot 10^{-8}$  A/Skt. Empfindlichkeit (Multiflex- oder Lichtmarkengalvanometer) verwendet werden [1] [2] [3]. Wenn daher bei einem solchen Gerät ein robustes Zeigerinstrument an Stelle des Galvanometers treten soll, so ist die Anschaltung einer oder mehrerer Gleichspannungsverstärkerstufen erforderlich. Die Verstärkung von Gleichspannungen kann aber nicht in der Arbeitsweise der Wechselspannungsverstärkung erfolgen, vielmehr ist in irgendeiner Form eine Kaskaden- bzw. Spannungsteilerschaltung erforderlich [3]. Die Nachteile der Kaskadenschaltung sind bekannt: 1. Jede Röhre benötigt eine besondere Heizstromquelle. 2. Die Spannung der Anodenstromquelle muß sehr hoch sein. 3. Die Endröhre führt ein bedeutendes Potential gegen Erde. Bei Vollnetzbetrieb eines solchen Verstärkers machen sich diese Nachteile zwar weniger störend bemerkbar [4] als bei Batteriebetrieb, dafür treten aber trotz sorgfältiger Spannungsstabilisierung verhältnismäßig starke Nullpunktswanderungen des Anzeigeeinstrumentes auf, welche durch noch verbliebene Spannungsschwankungen der Speiseströme verursacht werden. Um diese wie bei einstufigen Geräten [1] [2] [3] auch innerhalb des Verstärkers auszugleichen, muß bei empfindlichen Messungen die komplizierte symmetrische Gegentakt-Kaskadenschaltung [3]<sup>1)</sup> gewählt werden.

Zur Durchführung von Spannungsmessungen (mit Röhrenvoltmetern) reicht nun im allgemeinen eine ca. 100fache Spannungsverstärkung aus. Denn nach 100facher Verstärkung können Gitterspannungsänderungen, die sich gerade noch vom Störhintergrund der Meßröhre abheben (0,1 mV), schon mit einem gewöhnlichen Zeigerinstrument ( $10^{-6}$  A/Skt.) gemessen werden. Bei dieser Anwendung des Verstärkers muß allerdings eine recht hohe Nullpunkt Konstanz des Instrumentzeigers angestrebt werden. Wenn dagegen mit Hilfe des Gleichspannungsverstärkers nur Zähl- oder Registrierwerke ausgelöst werden sollen, ist eine besonders gute Nullpunkt Konstanz nicht erforderlich, dafür aber meistens eine höhere Verstärkung.

Mit einer einfachen Pentoden-Kaskadenschaltung [4] läßt sich zwar ein hoher Verstärkungsgrad erzielen, nicht dagegen die hohe Nullpunkt Konstanz, welche

<sup>1)</sup> Diesen Ausgleich der Speisespannungsschwankungen hat Etzold nicht ausgeführt.

wir bei unseren empfindlichen Spannungsmessungen benötigen. Daher versuchten wir nicht nur allein durch Stabilisierung der Speisespannungen die bessere Nullpunktstabilität des Verstärkers zu erreichen, sondern auch durch Anwendung einer besonderen Gegentakt-Verstärkerschaltung (bei der Endstufe), welche gleichzeitig den Anodenruhestrom der Endstufe von dem Meßinstrument fernhält. Braucht dabei eine etwa 200fache Spannungsverstärkung nicht überschritten zu werden, so können gewöhnliche Triodensysteme benutzt werden.

Im nachfolgenden wird eine Schaltung beschrieben, bei welcher die Ankopplung der Verstärkerstufen derartig über Spannungsteiler erfolgt, daß die Katoden sämtlicher Röhren das gleiche Potential erhalten und daher aus einer einzigen Stromquelle geheizt werden können. Dies ermöglicht bei sehr empfindlichen Messungen einen einfachen Akkumulator-Pufferbetrieb. Diese Spannungsteilerschaltung stellt zwar nichts prinzipiell Neues dar, bringt aber technische Verbesserungen, wie z. B. die schon erwähnte Gegentakt-Endstufe mit Ausgleich des Anodenruhestroms der Endröhren und einen einfachen und handlichen Aufbau durch Verwendung von Verbundröhren.

### Schaltechnische Einzelheiten und Arbeitsweise des Gerätes

Das Gerät ist mit zwei Doppel-Trioden vom Typ EDD 11 bestückt. Jede dieser indirekt geheizten Röhren enthält zwei getrennte Anoden- und Gittersysteme, die jeweils eine Katode gemeinsam haben.

Die an der Anode  $A_1$  (Schaltbild) auftretenden Spannungsänderungen müssen dem Gitter  $G_1$  der Folgeröhre durch galvanische Koppelung zugeführt werden, da ja auch Potentialänderungen des Gleichstromes von einer Frequenz  $f \sim 0$  übertragen werden sollen. Bei unverändertem Ruhestrompotential von  $A_1$  muß das Gitter  $G_1$  daher ein niedrigeres Potential erhalten als das sämtlichen Röhren gemeinsame Katodenpotential. Diese negative Gittervorspannung wird durch einen hochohmigen Spannungsteiler erzeugt, bei dem  $R_1$  ( $R_4$ ) den Anoden-Außenwiderstand darstellt,  $R_2$  und  $R_3$  (bzw.  $R_5$  und  $R_6$ ) die Spannungsteilung vornehmen. Hierzu ist der Anschluß von  $R_3$  ( $R_6$ ) an ein negatives Potential erforderlich. Die Verwendung eines derartigen Spannungsteilers hat aber zur Folge, daß das Gitter der folgenden Triode nicht die vollen Potentialänderungen der Anode ( $A_1$ ) erhält. Der durch  $R_2$  verursachte Verstärkungsverlust ist um so kleiner, je größer  $R_2$  und die hier angelegte negative Spannung ist. Praktisch kann aber höchstens die Hälfte der Spannung, welche die Anodenstromquelle liefert, als negative Spannung verwendet werden, da noch eine ausreichend hohe positive Anodenspannung den Röhren zur Verfügung stehen muß.

Das zweite Triodensystem der ersten Doppelröhre dient als weitere Verstärkerstufe. Die Ankopplung des Gitters der dritten Triode ( $G_3$ ) an die Anode  $A_2$  erfolgt ebenfalls über einen Spannungsteiler<sup>2)</sup> (s. a. [8] S. 67).

Die andere Doppelröhre hat drei verschiedene Aufgaben zu erfüllen: Zunächst wird das eine System als dritte (End-) Stufe verwendet (Triode 3). Das andere System nimmt die bei Gleichstromverstärkern erforderliche Kompensation des

2) Der geringe Verstärkungsverlust infolge der Spannungsteilung  $d U_g = d U_a \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$  kann auch durch Einbau von Glimmlämpchen in die Spannungsteiler vermieden werden.



Anodenstromes vor und verringert gleichzeitig durch die übliche Brückenschaltung Nullpunktswanderungen, soweit sie durch Spannungsschwankungen der Stromquellen hervorgerufen werden. Schließlich trägt aber auch dieses System (Triode 4) durch direkte Ankopplung seines Gitters an den Spannungsteiler der ersten Röhre zur weiteren Verstärkung nach dem Gegentaktverfahren bei, da die Triode 2 (und damit auch die Triode 4) Potentialänderungen des Eingangs mit entgegengesetztem Vorzeichen steuert wie die Trioden 1 und 3. Natürlich ist der Gewinn an Verstärkung gering, da die Triode 4 nicht, wie die Triode 3, von der Triode 2 (zweite Vorverstärkerstufe), sondern von der Triode 1 ihre Steuerspannung bezieht. Es hat sich aber nicht als zweckmäßig erwiesen, die Triode 4 als vierte Stufe an einen Spannungsteiler der Triode 3 direkt anzuschließen, um eine bessere Verstärkung zu erzielen. Es entstehen hierdurch — wie Versuche gezeigt haben — leicht unerwünschte Kopplungserscheinungen über den inneren Widerstand der Stromquelle<sup>3</sup>), welche das stabile Arbeiten des Verstärkers beeinträchtigen.

Um das Gerät durch hohen Eingangswiderstand auch zur möglichst verlustfreien Spannungsmessung verwendbar zu machen, wird die negative Gittervorspannung an das Gitter der ersten Röhre über einen Widerstand von  $10^8 \Omega$  geführt. (Hierbei muß die Gitterzuleitung sorgfältig isoliert werden.) Messungen mit verschiedenen Widerständen  $R_1$  und  $R_4$  ergaben, daß mit einem Anoden-Außenwiderstand von  $200 \text{ k}\Omega$  die beste Spannungsverstärkung erreicht wird bei gleichzeitig kleiner Nullpunktswanderung. Die Anpassungswiderstände  $R_7$  und  $R_8$  der Endtrioden wurden größer als üblich gewählt, wodurch die Nullpunktswanderung weiterhin beträchtlich herabgesetzt werden konnte. Die Einstellung der Arbeitspunkte erfolgte durch Festwiderstände, da Versuche mit Potentiometern — wenigstens mit solchen üblicher Bauart — immer wieder zeigten, daß die Kontaktgabe des mittleren Stromabnehmers bei dem erreichten Verstärkungsgrad nicht mehr zuverlässig genug ist und zu Zeigerschwankungen Veranlassung gibt, die leicht Nullpunktswanderungen vortäuschen. Auch zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung für die erste Triode wurden deshalb Festwiderstände verwendet<sup>4</sup>). Die Arbeitspunkte aller Röhrensysteme des Verstärkers wurden so eingestellt, daß das an die Buchsen  $B_4$  und  $B_5$  angeschlossene Meßinstrument stromlos blieb, wenn keine Meßspannung zugeführt und an den Hochohmwiderstand der ersten Triode eine negative Gittervorspannung von  $-3 \text{ V}$  angelegt wurde (über den Spannungsteiler  $R_{10} - R_{11}$ ). Kleine Korrekturen an der Zeigerstellung des Meßinstrumentes vorzunehmen gestattet das an dieser Stelle zulässige Potentiometer P. Zur Kontrolle des Emissionsstromes der dritten Triode kann an die normalerweise kurzgeschlossenen Buchsen  $B_2$  und  $B_3$  ein Milliampereometer angeschlossen werden.

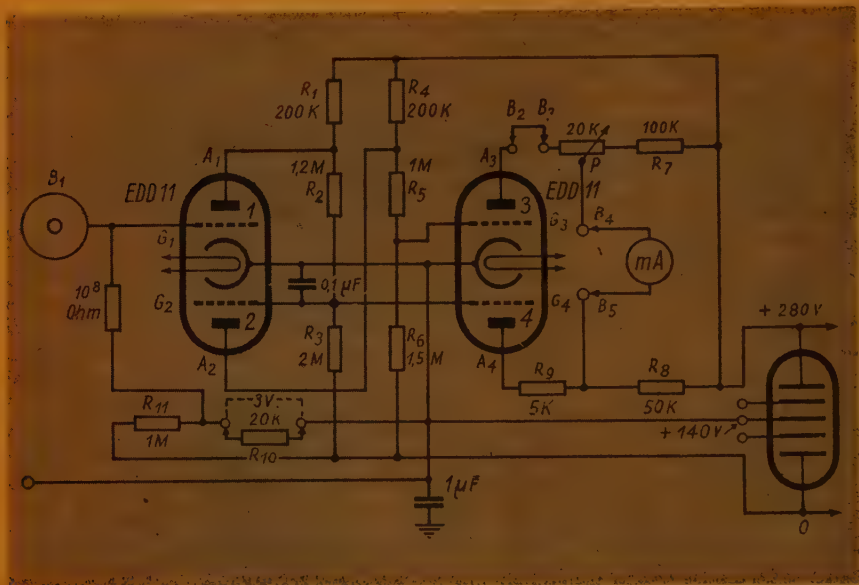
Die erste Triode des Gerätes kann die Funktion eines Gittergleichrichters ohne weiteres übernehmen, wenn die Wechselspannung über einen Gitterkonden-

3) Von dieser Rückkopplung (bei gleichzeitiger Teil-Neutralisation des Effektes) wurde in einem Kapazitätsmeßgerät Gebrauch gemacht, dessen Schaltskizze in FUNK UND TON 2/48 Nr. 4 Abb. 6 zu finden ist. Das dort eingebaute Röhrenvoltmeter mit Gleichspannungsverstärkung besitzt als Anzeigeinstrument eine C/EM 2. Die Gleichspannungsverstärkung erfolgt erst in Kaskaden-, dann in Spannungsteiler-Schaltung.

4) Als Widerstände wurden gewöhnliche Massewiderstände von  $1-2 \text{ W}$  Belastbarkeit verwendet. Bei Nachbau ist zu beachten, daß bis zu  $10\%$  Abweichungen von dem aufgedruckten Widerstandswert vorkommen können. Beim Abgleich muß ggf. der eine oder andere Widerstand ausgetauscht werden.

sator (Größe zwischen 100 pF und 2  $\mu$ F je nach Frequenz des Wechselstromes) zwischen  $B_1$  und Erde angelegt wird.

Sollen auch kleine Spannungsänderungen von Gleich- oder Wechselströmen höheren Potentials gemessen werden, dann muß ein Teil dieser „Ruhespannung“



gen“ durch Vergrößerung der negativen Gittervorspannung der ersten Triode ausgeglichen werden. Dies erfolgt durch entsprechende Änderung der Widerstände  $R_{10}$  oder  $R_{11}$ .

### Leistung und Anwendung des Gleichspannungsverstärkers

Eine Gitterspannungsänderung von 1 mV verursacht am Zeigerinstrument eine Spannungsänderung von 0,25 Volt (= 5 Skt. Outputmeter, 4000  $\Omega$  Abschlußwiderstand), was einer 250fachen Spannungsverstärkung entspricht. Es können demnach mit einem robust gebauten Zeigerinstrument 0,1 mV Gitterspannungsänderung gemessen werden (= 0,5 Skt.), d. h. die praktische Grenze der Spannungsmessung mit Elektronenröhren wird erreicht.

Zur Anodenstromversorgung wird am besten ein mit Eisenwiderstand und Glimmstrecke stabilisiertes Netzanschlußgerät verwendet und als Heizstromquelle ein Trockengleichrichter mit einem 6-Volt-Pufferakkumulator (evtl. spannungsstabilisierte Wechselstromheizung).

Bei Verwendung des Verstärkers ist zu beachten, daß die Zeiger-Nullpunktswanderung während einiger Minuten immer noch bis zu 5 Skalenteilen am Meßinstrument betragen kann, entsprechend 1 mV Gitterspannungsänderung, da der Ausgleich der Speisespannungsschwankungen um so schwieriger wird, je größer die Anzahl der Verstärkerstufen ist<sup>5)</sup>. Bei einstufigen Meßgeräten läßt



sich dagegen für einige Minuten eine Stabilität von 0,1 mV gut erzielen [1] [2] [5]. Daher empfiehlt es sich, nur dann Gleichspannungsverstärkersysteme bei Röhrenvoltmetern und Röhrengalvanometern anzuwenden, wenn tragbare und handliche Meßgeräte ohne empfindliche Galvanometer (evtl. mit Vollnetzbetrieb) gebaut werden sollen [6] und wenn nicht die Grenze der Meßempfindlichkeit von 0,1 mV voll ausgenutzt werden muß.

### Daten der Apparatur

Strombedarf: Anodenstrom: 2...3 mA, 280 V  
(Netzanschlußgerät. Spannungsstabilisierung mit Eisenwiderstand und Glimmstrecke)  
Heizstrom: 0,8 A, 6 Volt  
(Trockengleichrichter mit 6-Volt-Pufferakkumulator)

Anodenstromverbrauch der Endtrioden:

Triode 3: 0,4...0,5 mA

Triode 4: 1,0...1,2 mA

Steilheit des Verstärkers:

$S = 63 \text{ mA/V}$

Spannungsverstärkung:

250-fach (gemessen an einem Outputmeter von 4000  $\Omega$  Widerstand)

### Literatur

- [1] J. Kreuzer, Röhrengalvanometer mit technischen Röhren, demnächst in Z. f. Phys.
- [2] R. Schupp und R. Mecke, Dielektrische Präzisionsmessungen an Lösungen assozierender Stoffe, 1. Mitteilung: Meßapparatur. Z. Elektrochem. 51 (1948) 40.
- [3] J. Schintlmeister, Die Elektronenröhre als physikalisches Meßgerät. (Springer-Verlag, Wien 1943.)
- [4] H. Etzold, Gleichstromverstärker mit Netzanschlußbetrieb, FUNK UND TON 1 (1947), Nr. 4 S. 200.
- [5] J. Schintlmeister S. 72...79 (insbesondere, wenn sehr hohe Spannungsverstärkung gefordert wird).
- [6] FUNK UND TON 2/1948, Nr. 4, S. 171.

5) Selbst bei vollkommen symmetrischen Gegentakt-Kompensationsschaltungen (s. [3] S. 69 bis 71) läßt sich die Nullpunkt-Stabilität der einstufigen Meßgeräte nicht erreichen. Schon bei einstufigen Trioden-Röhrenvoltmetern ist der Ausgleich der Speisespannungsschwankungen wesentlich schwieriger und nicht so wirkungsvoll durchzuführen wie bei Diodenvoltmetern. Wegen der schwierigen Nullpunktstabilisierung bei leistungsfähigen Gleichspannungsverstärkern hat man auch die Umformung des Gleichstroms in Wechselstrom mit anschließender Wechselstromverstärkung versucht (insbesondere, wenn sehr hohe Spannungsverstärkung gefordert wird).

\*

\*

\*

# Ein dreikreisiges Kopplungsfilter für Breitbandverstärker

## Übersicht

Das hier beschriebene dreikreisige Filter dient vorzugsweise zur Röhrenkopplung in Breitbandverstärkern. Es besitzt einen gleichmäßigeren Frequenzverlauf und steileren Abfall der Verstärkung an den Enden des Bereiches als die üblichen Einzelkreise und zweikreisigen Bandfilter. Gegenüber dem Einzelkreise gibt es wesentlich höhere Verstärkung, nämlich bei zugelassener Einsattelung von 10% das Vierfache, so daß gegebenenfalls Verstärkerstufen erspart werden können. Die Resonanzkurve besitzt drei Höcker von gleicher Höhe; die Eigenschaften werden auf Grund der Bandfiltertheorie abgeleitet und Formeln sowie Dimensionierungsbeispiele und Kurven angegeben.

## Einleitung

Beim Entwurf von Verstärkern ist es notwendig, die zwischen den einzelnen Pentoden liegenden Schwingungskreise bzw. Bandfilter einerseits, der Verstärkung wegen, mit möglichst hohen Anpassungswiderständen auszuführen, andererseits wiederum hinreichend zu bedämpfen. Dabei sollen Maxima und Minima untereinander möglichst gleich gemacht und gleichmäßig innerhalb des zu übertragenden Frequenzbandes verteilt sein. Das sind Forderungen, die sich teilweise widersprechen, weshalb das durch Röhrenzahl und Steilheiten sowie den gewünschten Übertragungsverlauf bedingte Optimum der Verstärkung stets ein Kompromiß darstellt. Hohe Anforderungen dieser Art treten bei der Übertragung breiter Hochfrequenzbänder auf, und zwar besonders in der Fernsehtechnik, wo jeder Übertragungsfehler sich, teilweise in ganz charakteristischer Art, im Bildinhalt und an der Bildgüte bemerkbar macht. Die Forderung steilen Abfalls der Verstärkungskurve an den Enden des Übertragungsbereiches, in der Rundfunktechnik aus Selektivitätsgründen so wichtig, interessiert bei manchen Breitbandverstärkern weniger, erfüllt sich aber automatisch, wenn den eingangs genannten Bedingungen entsprochen wird. Allgemein ist zu unterscheiden zwischen Grundband- und Trägerbandverstärkern; erstere, welche die Frequenz Null mitzuverstärken haben, sind verbesserte Ausführungen des Widerstandsverstärkers, bei welchem man die Röhren- und Schaltkapazitäten mit Hilfe zusätzlicher Anodendrosseln abstimmt und dadurch den übertragbaren Frequenzbereich erweitert. Hier soll eine besondere Ausführungsform des Trägerbandverstärkers mit dreikreisigen Kopplungsbandfiltern besprochen werden, die sich in einer Reihe von Fernsehübertragungsanlagen, sei es zwischen Röhren oder vor Dioden oder als Eingangs- oder Ausgangsübertrager zwischen einer Röhre und einem Kabel bestens bewährt hat\*). Dem in der Rundfunk-

\*) Die Einführung des Dreikreisfilters zum Zwecke der Verstärkung von Fernsichtbändern ist Herrn Dr. H. O. Roosenstein zu verdanken, der seine Eigenschaften auf Grund ortskurvenmäßiger Betrachtung erkannte und von dem auch die wichtige Maßnahme des Heruntertransformierens auf den Zwischenkreis, um dessen innere Querkapazität unschädlich zu machen, herrührt. Vorliegende, im Verlauf der laboratoriumsmäßigen Entwicklung entstandene Ausarbeitung des Verfassers ist im Juli 1938 als technischer Bericht festgelegt und jetzt nur leicht überarbeitet und ergänzt worden.



technik besonders verbreiteten, induktiv gekoppelten zweikreisigen Bandfilter gegenüber besitzt das Dreikreisfilter einen dritten, zur Kopplung der Querkreise dienenden Reihenkreis. Seine Übertragungsfunktion läßt sich daher noch verhältnismäßig einfach darstellen, nämlich als quadratische Funktion der Verstimmung  $y$ . Die Kurve liegt daher symmetrisch zu  $y = 0$ , ein Verhalten, das man als „verstimmungssymmetrisch“ bezeichnen könnte und das es mit dem einfachen Schwingungskreis teilt. Alle drei Kreise sind dabei auf die gleiche Frequenz abgestimmt, so daß, unter Berücksichtigung der Transformatorersatzbilder und bei geeigneter Abschaltung der zwei anderen Kreise, der Abgleich verhältnismäßig leicht ist und die resultierende, dreihöckerige Übertragungskurve sich von selbst ergibt.

## I. Grundsätzlicher Aufbau des dreikreisigen Filters

Abb. 1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau des Dreikreisfilters als Kopplungsglied zwischen zwei Röhren, Abb. 2 seine Benutzung als Ausgangstransformator auf ein Kabel mit dem Wellenwiderstand  $Z$ . Soll das Filter als Verstärkereingang dienen, so ist in Abb. 2 Gitter mit Anode zu vertauschen. Wie Abb. 1 zeigt, wird beiderseitig auf den mittleren Kreis herabtransformiert, und zwar geschieht dies, um den Einfluß der gestrichelten schädlichen Querkapazität  $Q$ , welche die Kurve verderben würde, herabzusetzen.

Wenn man zunächst die Transformation beiderseits unberücksichtigt läßt bzw. durch ideale Transformatoren mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 bewirkt denkt, so stellt Abb. 3 die prinzipielle Schaltung des Filters gemäß Abb. 1 dar. Man sieht, daß es sich um eine eingliedrige Siebschaltung in  $\Pi$ -Form handelt, welche als Banddurchlaßfilter wirkt. Denn sowohl beide Querkreise wie der koppelnde Längskreis sind auf die geometrische Mittelfrequenz  $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$  des zu übertragenden Frequenzbandes  $f_2 \sim f_1$  eingestellt und geben für diese optimalen Durchlaß. In den Kapazitäten  $C/2$  sind je die Röhrenkapazität, die Eigenkapazität der mit  $2L$  bezeichneten Spulen und etwaige Zusatzkapazitäten zusammengefaßt; kleine Kapazitäten sind erwünscht, damit hohe Verstärkung erhalten wird. Wie die Transformatoren rechnermäßig zu behandeln sind, wird in Abschnitt IV gezeigt werden.

## II. Berechnung der Verstärkungskurve

An Hand der Siebkettentheorie werden zunächst unter a) die Grundeigenschaften des Filters bestimmt.

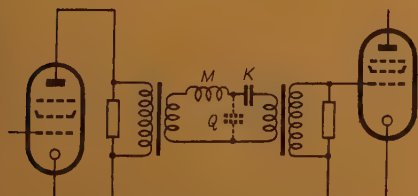


Abb. 1. Verstärkerstufe mit Dreikreisfilter

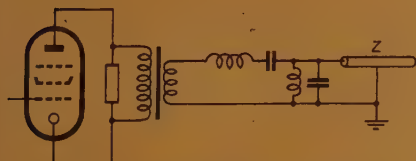


Abb. 2. Das Dreikreisfilter als Ausgangstransformator auf Kabel

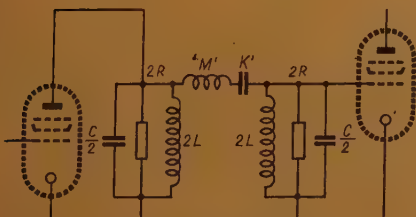


Abb. 3. Prinzipschaltung des Dreikreisfilters, Durchlaßbereich

a) Dabei wird Abb. 4 als noch weiter vereinfachtes Ersatzbild an Stelle von Abb. 1 bis 3 gewählt, und zwar sollen die Dämpfungswiderstände  $2R$  zunächst nicht in dem Vierpol selbst enthalten sein, sondern als äußere Abschlüsse dienen, so daß vorläufig Abb. 4 aus reinen Blindwiderständen bestehe. Allgemein gilt für das symmetrische  $\Pi$ -Glieder:



Abb. 4. Allgemeiner Vierpol in  $\pi$ -Schaltung

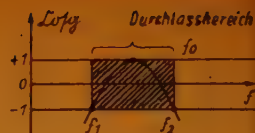


Abb. 5. Definition des Durchlaßbereiches für ein Filter

$$\beta = \sqrt{\frac{R}{G}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R G}{4}}} \quad (1)$$

und

$$\cos g = 1 + \frac{R G}{2} \quad (2)$$

Für die Lochmitte  $f_0$  ist  $R = 0$ ,  $G = 0$ , also der Wellenwiderstand reell und gleich

$$W = \beta_0 = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{M'}{C}} \quad (3)$$

während daselbst das Fortpflanzungsmaß  $\cos g = +1$  wird. Da bekanntlich der Durchlaßbereich eines Filters (s. Abb. 5) zwischen den Werten  $-1$  und  $+1$  von  $\cos g$  liegt, sind die Lochgrenzen  $f_1$  und  $f_2$  bestimmt durch

$$\cos g = -1 \text{ bzw. } R G = -4 \text{ oder } \eta^2 \omega_0^2 M C = 4 \quad (4)$$

Dabei soll mit  $\eta$  die „Grenzverstimmung“ bezeichnet werden, d. h. derjenige Wert, welchen die „Verstimmung“

$$y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad (5)$$

für die Lochgrenzen  $f_1$  bzw.  $f_2$  annimmt. Ferner gelten noch für die Kreise  $R$  und  $G/2$  die Resonanzbedingungen:

$$\omega_0^2 L C = \omega_0^2 M' K' = 1 \quad (6)$$

wodurch nach Gl. (3) bis (5) bei gegebenem  $C$ ,  $\omega_0$  und  $\eta$  alle übrigen Größen bestimmt sind.

b) Zur weiteren Berechnung, die sich auf die Betriebseigenschaften des Dreikreisfilters erstreckt, verlassen wir die eigentliche Siebkettentheorie und beziehen die Dämpfungswiderstände  $2R$  in die Leitwerte  $G/2$  der Abb. 4 nunmehr ein. Dann ist

$$G/2 = \frac{\omega_0 C}{2} (j y + d) \quad (7)$$

$$R = j y \omega_0 M \quad (8)$$

wobei  $d = \frac{1}{R \omega_0 C}$  die Dämpfung der Querkreise angibt. Der Verstärkungsverlauf ergibt sich für Abb. 4 (Anwendung von Pentoden mit  $V = S \cdot R_a$  vor-



ausgesetzt), wenn man den Gesamtwiderstand  $R_a$  und die Spannungsteilung zwischen  $R$  und  $G/2$  berechnet, zu

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{4S} \cdot G(4 + R G) = \frac{\omega_0 C}{4S} (j y + d) [4 + \omega_0^2 M' C j y (j y + d)] \quad (9)$$

Um eine allgemeinere Betrachtung zu ermöglichen, empfiehlt es sich, relative, von den jeweiligen Werten unabhängige Größen einzuführen. Dies geschieht hier durch Einsetzen eines „Verstimmungsmaßes“ (auch als „relative Verstimmung“ zu bezeichnen)  $x = \frac{y}{\eta}$  und eines „Dämpfungsmaßes“  $\delta = \frac{d}{\eta}$ , die

beide auf die Grenzverstimmung  $y_g = \eta$  bezogen sind. Unter Benutzung von Gl. (4) ergibt sich dann für die reziproke Verstärkung der Ausdruck

$$\frac{1}{R} = \frac{\eta \omega_0 C}{S'} (j x + \delta) [1 + j x (j x + \delta)] = F \cdot \frac{1}{v} \quad (10)$$

Die Konstante  $F$ , in welcher die Bandbreite  $b = \eta \omega_0$ , die Gesamtkapazität  $C$  der Schaltung und die Röhrensteilheit  $S$  enthalten sind, wird beiseite gelassen, und nach Bildung des Absolutwertes erhält man die Formel

$$\frac{1}{v^2} = (\delta^2 + x^2) [(1 - x^2)^2 + x^2 \delta^2] = x^2 (x^2 - a)^2 + \delta^2 \quad (11)$$

worin  $a = 1 - \delta^2$ , als allgemeinen Ausdruck für den Verstärkungsverlauf  $v = f(x)$  ist.

Hierbei interessiert in erster Linie die Lage der Höcker und der Einsattlungen. Durch Differenzieren findet man als Lage der Maxima von  $v$ :

$$x_0 = 0 \quad \text{und} \quad x_2^2 = 1 - \delta^2 = a$$

als Lage der Minima von  $v$ :

$$x_1^2 = (1 - \delta^2) \cdot \frac{1}{3} = \frac{a}{3}$$

Man sieht leicht, daß sowohl für  $x = 0$  wie für  $x_2$  sich der gleiche Wert ergibt, nämlich

$$\frac{1}{v_0^2} = \delta^2$$

womit die gleiche Höhe der Höcker bewiesen ist. Für das Dämpfungsmaß  $\delta$  findet man leicht über Gl. (3) und (4) mit Hilfe von

$$W = \frac{2}{\eta \omega_0 C} \quad (12)$$

$$\text{und} \quad \delta = \frac{d}{\eta} = \frac{1}{R \eta \omega_0 C} \quad (13)$$

den einfachen Ausdruck

$$\delta = \frac{W}{2R} \quad (14)$$

wonach  $\delta$  das Verhältnis von Wellenwiderstand des eigentlichen, aus reinen

Blindwiderständen bestehenden Filters gemäß Betrachtung a) zum äußeren Belastungswiderstand  $2R$  darstellt.

Von Interesse sind die folgenden Sonderfälle:

### 1. $\delta = 1, 2R = W$ .

Da  $a = 0$  ist, fallen hier alle Extreme in dem einen Mehrfachpunkt  $x = 0$  zusammen. Die Verstärkungskurve verläuft sehr flach und fällt gleichmäßig nach den Seiten hin ab. Es wird  $v_0 = 1$ , und an den Lochgrenzen  $x = 1$  gemäß Gl. (11)

$$v_g = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

Für die übrige Verstärkungskurve gilt  $v = \frac{1}{\sqrt{x^2 + 1}}$

### 2. $\delta = 0,5; R = W$ .

Hier wird  $a = 0,75$ , und damit  $x_2 = 0,865$ ,  $x_1 = 0,5$ .

Die äußeren Höcker  $x_2$  liegen somit dicht an der Lochgrenze, was erwünscht ist. Die relative Verstärkung nimmt im einzelnen die Werte an:

$$\begin{array}{ll} \text{für } x_0 = 0 & v_0 = 2 \\ x_1 = 0,5 & v_1 = 1,770 \\ x_2 = 0,865 & v_2 = 2 \\ x_g = 1 & v_g = 1,770 \end{array}$$

Diese Dimensionierung ist besonders günstig, weil sie einerseits höhere Verstärkung ergibt als 1), andererseits aber einen sehr gleichmäßigen Frequenzverlauf. Sowohl bei den Einsattlungen  $x_1$  wie an den Grenzen  $x_g$  beträgt der Abfall nur 10,5% gegenüber  $v_0$ . Oberhalb  $x = 1$  fällt die Kurve (Kurve II in Abb. 6) ziemlich steil ab.

Für andere Werte von  $\delta$  kann das Sattelverhältnis  $s = \frac{v_1}{v_0}$  bzw. der entspre-

chende prozentuale Abfall leicht aus der Kurve (Abb. 7) abgelesen werden; umgekehrt kann bei gegebenem  $s$  das zugehörige  $\delta$  ermittelt werden.

### 3. Verstärkungskurven gleicher Schwankung.

Daß  $v_1$  und  $v_g$  den gleichen Wert haben, trifft nur für die eine Dimensionierung  $\delta = 0,5$  zu. Es ist aber von Wert, auch für andere  $\delta$  die Kurve so zu legen, daß an den Bandgrenzen die Verstärkung den gleichen Betrag besitzt wie in den Sätteln  $x_1$ . Mit anderen Worten: es sollen innerhalb des durchzulassenden Bandes die maximalen Schwankungen um den Mittelwert von  $v$  nicht nur nach den Höckern zu, sondern auch nach unten hin gleich sein. Bei  $1 > \delta > 0,5$  wird  $v_g$  kleiner als  $v_1$ . Man muß also in diesem Falle die wirklich auszuführenden Bandgrenzen größer als die ursprünglich geforderten Lochgrenzen des Filters ansetzen.

Das Filter ist daher von vornherein etwas breiter zu machen, als dem Grundfalle mit der Dimensionierung  $\delta = 0,5$  entspricht; das Umgekehrte ist für  $\delta < 0,5$  der Fall.

Um die Bandveränderung zu berücksichtigen, setzen wir  $\eta' = x \eta$ , wobei für ein gegebenes  $\delta$  das  $x$  aus Kurve (Abb. 8) zu entnehmen ist; es gilt jetzt

$$\frac{1}{v^2} = x'^2 (x'^2 - a)^2 + \delta^2 \quad (15)$$



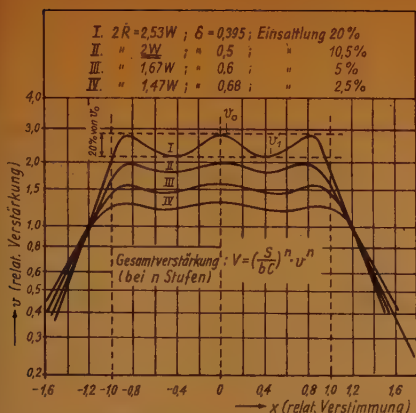


Abb. 6 Verstärkungskurven des 3-kreisigen Bandfilters

kleinere Einsenkungen bzw. größere Werte  $\delta$  zu wählen, da sich die prozentualen Abweichungen der einzelnen Stufen in der Gesamtkurve addieren. Zu bemerken ist noch, daß der hier abgeleitete Verstärkungsverlauf des Dreikreisfilters einen Sonderfall der Tschebyscheffschen Kurven gleicher Schwankung darstellt [1]. Die hier gegebene Ableitung dürfte für die meisten Anwendungsfälle ausreichen; in besonders kritischen Fällen wird man auch die Dämpfung des Reihenkreises  $\Re$  mit in die Rechnung einbeziehen müssen, wovon hier abgesehen wurde.

### III. Vergleich mit dem Verstärker mit Einzelkreis

Um den durch das dreikreisige Filter bewirkten Verstärkungsgewinn aufzuzeigen, vergleichen wir im folgenden eine Verstärkerstufe mit Dreikreisfilter in der Anode mit einer gewöhnlichen Stufe, welche einen parallelbedämpften Kreis (Index  $K$ ) enthält. Für letztere ist die reziproke Verstärkung

$$\frac{1}{V_K} = \frac{\omega_0 C}{S} (jy + d_K) = \frac{\eta \omega_0 C}{S} (jx + \delta_K) \quad (16)$$

Die Schreibweise entspricht dem Vorhergegangenen;  $\eta$  ist die Grenzverstimmung für  $x = 1$ ;  $C$  entspricht in beiden Fällen der Anodenkapazität der einen plus Gitterkapazität der folgenden Röhre, die gleich sein sollen.

1. Zunächst werde der Sonderfall betrachtet:  $\delta = 1$ :

Verstärkungen	bei $x = 0$	0,5	0,9	$x_g = 1$
des Dreikreisfilters .....	1	0,984	0,809	0,707
des Einkreisfilters .....	1	0,894	0,743	0,707

Aus der Tabelle geht in diesem Falle Übereinstimmung bei Resonanz und bei der Grenzverstimmung hervor; für Zwischenwerte besitzt das Dreikreisfilter größere Verstärkung bzw. seine Kurve ist flacher.

2. Normalfall des Dreikreisfilters  $\delta = 0,5$  mit Sattelverhältnis  $s = 0,895$ :

Der Einfachkreis soll an den Grenzen, also für  $x_g = 1$ , ebenfalls auf  $s = 0,895$  entsprechend ca. 10% abfallen. Dann gilt für ihn:

wobei  $\delta = \frac{W'}{2R}$  und  $W' = \frac{2}{x \eta \omega_0 C}$  ist. Damit alle Verstärkungskurven aber zwischen  $x = -1$  und  $x = +1$ , wie gefordert, die gleiche Schwankung besitzen, sind sie im Kurvenblatt Abb. 6 nicht als Funktion von  $x'$ , sondern von  $x = \frac{x'}{\kappa}$  aufgetragen

worden. Man sieht, daß sich mit dreikreisigen Filtern dieser Schaltungsart Verstärkungskurven mit sehr geringer Einsenkung herstellen lassen; der Verstärkungsgrad ist dabei abhängig von der gewählten Einsenkung. Bei einem mehrstufigen Verstärker hat man in den einzelnen Stufen entsprechend

$$s^2 = \frac{V_g^2}{V_o^2} = \frac{\delta_K^2}{1 + \delta_K^2} = 0,8$$

also  $\delta_K = 2$ .

Die relative Verstärkung bei Resonanz ist für

$$\text{das Dreikreisfilter} \quad v_o = \frac{1}{\delta} = 2$$

$$\text{für den Einkreis} \quad v_o K = \frac{1}{\delta_K} = 0,5$$

Das Dreikreisfilter ist also hier um das 4fache überlegen.

#### IV. Praktische Ausführungen und Ergebnisse

Der praktische Aufbau entspricht genau den Schaltbildern Abb. 1 und 2. Um die Untersetzung richtig auszuführen, bedient man sich zweckmäßig der Transformator-Ersatzbilder Abb. 9.

Diese Ersatzbilder dienen für die Anodenseite; zur Behandlung der Gitterseite sind bei ihnen rechts und links zu vertauschen.  $\bar{U}$  ist das Übersetzungsverhältnis des im Ersatzvierpol enthaltenen idealen Übertragers. Sind verschiedene Übersetzungen vorhanden, so kommt zu der Verstärkung der Stufe noch der Faktor

$$\bar{U}_{\text{res}} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = \frac{\bar{u}_1}{\bar{u}_2} \text{ hinzu.}$$

Dabei ist  $\bar{u}$  die Windungsübersetzung,  $k$  der Kopplungsfaktor,  $\sigma = 1 - k^2$  die Streuung des betreffenden Transformators.

Wie man aus den Ersatzschaltbildern ersieht, gehen die Streuinduktivitäten  $2\sigma N$  der Transformatoren in die Induktivität  $M$  des Reihenkreises ein. Je größer die Bandbreite, um so kleiner wird  $M$ , so daß die Streuinduktivitäten mitsamt der Leitungsinduktivität im Reihenkreis oft ausreichen, ohne daß eine besondere Spule für  $M$  nötig wäre. Aus diesem Grunde ist auch in der Regel kleine Streuung  $\sigma$  bzw. ein möglichst nahe an 1 liegendes  $k$  erwünscht. Bewährt hat sich für Hochfrequenz-Breitbandfilter hier eine Transformatorbauart aus 2 Sirufer-H-Kernen, wobei der zweite H-Kern in der Mitte durchgesägt ist und seine Hälften beiderseits als Joche an den ersten angefügt sind, also als magnetischer Schluß dienen. Man erhält damit

a) für gewöhnliches Sirufer:  $k = 0,908$ ,  $\sigma = 0,176$ ;

b) für FTZZ- bzw. FT 50-Eisen (Sonderanfertigung):  $k = 0,955$ ,  $\sigma = 0,0875$ .

Die Induktivitätswerte der Siruferuhr sind bei Benutzung der äußeren Fächer des Spulenkörpers für die größere Wicklung zu multiplizieren mit a) 1,21; b) 2,51.

Die einzelnen Induktivitäten werden möglichst nahe beieinander, jedoch magnetisch entkoppelt, aufgebaut. Im Zwischenkreise ist darauf zu achten, daß die Leitungsinduktivität bzw. die von den Leitungen umschlossene Fläche möglichst klein gehalten und für  $K$  eine induktionsarme Ausführung benutzt wird,

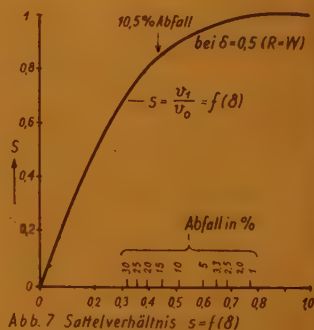


Abb. 7 Sattelverhältnis  $s = f(\delta)$



denn die sekundäre Induktivität  $N$  der Transformatoren ist bei  $f_0 = 3$  MHz selbst nur mit etwa zwei Windungen im mittleren Fach des Spulenkörpers auszuführen. Die einzelnen Kreise werden zweckmäßig in folgender Weise auf die Resonanzfrequenz  $f_0$  abgestimmt: der Anoden- und der Gitterkreis je zunächst ohne Dämpfungswiderstand, mit frei danebenhängendem Röhrenvoltmetereingang und bei aufgetrenntem Reihenkreis, und zwar ersterer mit Erregung über die Röhre, letzterer mit magnetischer Ankopplung des Meßsenders, wobei auch die Messung im Anodenkreis der zweiten Röhre stattfinden kann. Der Reihenkreis kann abgestimmt werden mit dem Röhrenvoltmeter parallel zu  $K$  bei kurzgeschlossenem Gitter der zweiten Röhre und sehr stark bedämpfter Anode der ersten (etwa 100 Ohm), bei Erregung vom Eingangsgitter aus. Aus Platzgründen mußte die Wiedergabe der gemessenen Verstärkungskurve eines derartigen Fernseh-Dreikreisfilters unterbleiben, die von 1,9 bis 5,7 MHz reicht und gegenüber Kurve II in Abb. 6 nur eine geringe, vermutlich von Verlusten im Reihenkreis herrührende Überhöhung des mittleren Höckers, zeigt.

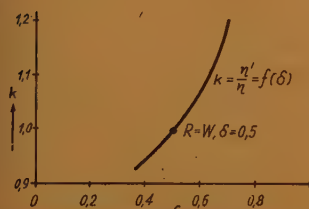


Abb. 8 Bandverbreiterungsfaktor  $k = f(\delta)$

Man beachte den steilen Abfall, den dieses Filter an seinen Flanken aufweist. Bei Verwendung des Dreikreisfilters als Ausgang oder Eingang von Verstärkern an einem Kabel ist der zweite Transformator durch eine Spule (Haspelkern) zu ersetzen. Um einen niedrigen Reflexionsfaktor ( $|\rho| < 10\%$  im ganzen Bereich) zu erhalten, empfiehlt es sich, die Werte  $\delta = 0,8$  und  $\kappa = 1,4$  der Dimensionierung zugrunde zu legen.

## V. Zusammenstellung der Berechnungsformeln

### a) Bezeichnungen:

$$y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad \text{Verstimmung}$$

$$f_1, f_2 \text{ Bandgrenzen; } f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad \text{Grundfrequenz}$$

$$\eta = y_2 = -y_1 \quad \text{Grenzverstimmung}$$

$$b = \eta \omega_0 \quad \text{„Bandbreite“ im Kreisfrequenzmaß (gültig für nicht allzubreite Bänder) Bandverbreiterungsfaktor}$$

$$\kappa = \frac{y}{\eta} \quad \text{Verstimmungsmaß}$$

$$\delta = \frac{d}{\eta} \text{ bzw. } \frac{d}{\eta'} \quad \text{Dämpfungsmaß}$$

$$k \quad \text{Kopplungsfaktor}$$

$$\sigma = 1 - k^2 \quad \text{Streuung}$$

$$\ddot{u}_1, \ddot{u}_2 \quad \text{Windungsübersetzungen}$$

$$\frac{C_1}{2}, \frac{C_2}{2} \quad \text{Gesamtkapazitäten (einschl. Eigenkapazität des Transformators und Schaltkapazität) der Anoden- bzw. Gitterseite}$$

$$S \quad \text{Röhrensteilheit}$$

# b) Berechnungsgang eines Dreikreisfilters:

Man berechne  $f_0$  und  $\eta$  aus  $f_1$  und  $f_2$ , suche sodann aus den Kurven Abb. 7 u. 8 für die gewünschte Einsattlung  $s$  der Stufe  $\delta = f(s)$  sowie  $x = f(\delta)$ .

Dann sind, wenn mit  $\eta' = x \eta$  weitergerechnet wird:

$$d = \delta \eta' \quad \text{Dämpfung der Querkreise}$$

$$2 R_{1,2} = \frac{2}{d \omega_0 C_{1,2}} \quad \text{Anoden- bzw. Gitterwiderstand}$$

$$2 L_{1,2} = \frac{2}{\omega_0^2 C_{1,2}} \quad \text{Induktivität des Anoden- bzw. Gitterkreises.}$$

Weiter sind:

$$\ddot{u} = \frac{n_N}{n_L} \quad \text{die Übersetzungsverhältnisse der Windungszahlen } n \text{ (im genannten Falle soll } n_N \text{ zwischen 5 und 1 Windungen betragen)}$$

wobei

$$\ddot{u}_s = \ddot{u}_1 \cdot \frac{C_2}{C_1} \quad \text{da aus Symmetriegründen die auf den Zwischenkreis übersetzten Kapazitäten gleich sein müssen.}$$

Reihenkreis:

Gemäß Gleichung (4) und unter Berücksichtigung der übersetzten Kapazität  $C_1/2$  (vgl. Ersatzbild Abb. 6c) wird:

$$M = \frac{4 \ddot{u}_1^2 k^2}{\eta'^2 \omega_0^2 C_1} \quad (17)$$

$$K = \frac{1}{\omega_0^2 M} = \frac{\eta'^2 C_1}{4 \ddot{u}_1^2 k^2} \quad (18)$$

Praktisch auszuführender Wert von  $M$  unter Abzug der Streuinduktivitäten:

$$M_{pr} = M - 2 \sigma (\ddot{u}_1^2 L_1 + \ddot{u}_s^2 L_s) \quad (19)$$

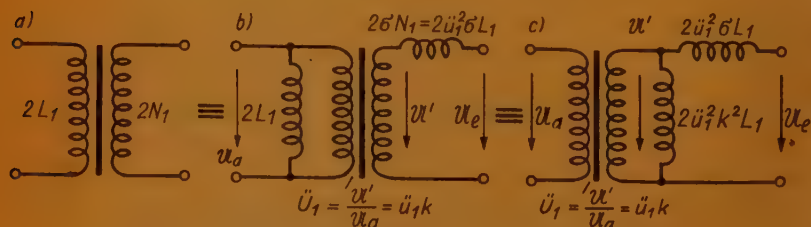


Abb. 9. Ersatzschaltbilder für den linken Transformator in Abb. 1 und 2

Verstärkung der Stufe:

$$V_0 = \frac{S}{\eta' \omega_0 C_1} \frac{1}{\delta} \frac{\ddot{u}_1}{\ddot{u}_s} = \frac{\ddot{u}_1}{\ddot{u}_s} S R_1 = S \sqrt{R_1 R_s} \quad (20)$$

wonach die Verstärkung also durch das geometrische Mittel aus anoden- und gitterseitigem Dämpfungswiderstand bestimmt ist; für  $\ddot{u}_1 = \ddot{u}_s$  gilt die sehr einfache Beziehung  $V_0 = S R_1$ .



## VI. Diskussion

Um das Anwendungsgebiet des Dreikreisfilters den anderen bekannten Schaltungen gegenüber abzuschätzen, ist es nötig, auf die Fragen des Aufwandes und der Leistungen näher einzugehen. Hinsichtlich des ersten Punktes ist es ohne Zweifel, daß der Aufwand eines Dreikreisfilters, selbst wenn man die Transformatoren so ausbildet, daß die Längsinduktivität  $M$  schon durch die Streuinduktivitäten gegeben ist, immer etwas größer sein wird als der Aufwand bei einem zweikreisigen Filter.

Die Anwendung der beschriebenen Filterkopplung muß sich also durch vergrößerte Verstärkung und Trennschärfe lohnen. Wir haben unter III. gesehen, daß tatsächlich in bezug auf den Verstärkungsgrad gegenüber der Kopplung durch einen einfachen Kreis ein erheblicher Gewinn zu verzeichnen ist. Dabei ist wichtig, daß die Verstärkung von extrem breiten Frequenzbändern, bei denen die normalen Kopplungen versagen, mit dem beschriebenen Filter noch gelingen kann. Für die Wahl des Filters entscheiden folgende Überlegungen:

1. Ist der Aufwand des Verstärkers groß, z. B. bei Kraftverstärkern und Sendern, so lohnt sich das Dreikreisfilter ohne weiteres, wenn es teure Verstärkerstufen überflüssig macht. Es kommt daher besonders für solche Endstufen in Frage, bei denen eine gleichmäßige Abgabe der maximalen Leistung über den ganzen Frequenzbereich gefordert ist.

2. Ist eine hohe Selektivität pro Stufe erwünscht, so ist das Dreikreisfilter wegen seiner großen Flankensteilheit zu empfehlen.

3. Ist weder 1 noch 2 der Fall, so ist das Dreikreisfilter dort am Platze, wo räumlich weit entfernte Röhren zu koppeln sind. Man wird in diesem Falle die im ersten Transformator heruntertransformierte Spannung über eine verdrehte Leitung zum zweiten Transformator führen.

4. Das Dreikreisfilter ermöglicht ferner, bei geeigneter Bemessung, eine besonders gute Anpassung an Quelle oder Verbraucher, ergibt also als Eingangstransformator von einem Kabel her oder als Ausgangstransformator auf ein Kabel einen geringen Reflexionsfaktor.

5. Im allgemeinen ist die Wahl der Kopplungsart je nach Lage des Falles vorzunehmen. Man wird also besonders bei Verstärkern geringerer Stufenzahl zum Dreikreisfilter greifen wegen der damit erreichbaren größeren Verstärkung pro Stufe. Für Verstärker mit vielen Stufen und hinreichender Verstärkungsreserve wird man aus Gründen einfacheren Aufbaus hingegen weiterhin gegeneinander verstimmte Einzelkreise in den einzelnen Stufen beibehalten oder abwechselnd Einfachkreise und zweikreisige Bandfilter anwenden.

Sollten andererseits noch höhere Anforderungen an die Gleichmäßigkeit der Übertragungskurve vorgegeben sein, so kann man durch Einfügen eines niederohmigen Querkreises leicht zu einem fünfkreisigen, verstimmungssymmetrischen Bandfilter gelangen, dessen Berechnung analog der hier gegebenen des Dreikreisfilters vorzunehmen sein würde.

Als Beweis für leichte Herstellbarkeit eines Hochfrequenzverstärkers mit Dreikreisfiltern sei angeführt, daß seinerzeit der Zwischenfrequenzteil im Fernsehempfänger des Verfassers mit vier derartigen Filtern, also insgesamt 12 Kreisen (2 Sirufer-Haspelkerne je Filter), allein nach Abstimmen aller Kreise auf die geometrische Bandmitte, ohne jedes Messen oder Trimmen der resultierenden Übertragungskurve, einwandfreien Fernsehempfang ergab. Auch ein UKW-Dreikreisfilter wurde, kurz vor dem Untergang des Berliner Fernsehsenders im Amerikahaus, der im November 1943 ausbrannte, mit Erfolg eingebaut.

# Elektrische Kippschwingungen

## Teil 1: Die physikalischen Gesetzmäßigkeiten

Kippschwingungen stellen eine besondere Art der möglichen Schwingungsform dar. Allgemein läßt sich sagen, daß elektrische Kippschwingungen grundsätzlich beliebig geformte periodische Strom- oder Spannungsänderungen darstellen, deren Entstehen an das Vorhandensein einer Anordnung gebunden ist, die einen Energiespeicher enthält und zwei verschiedene stabile elektrische Zustände aufweist. Die einzelnen Teile des periodischen Vorganges werden durch ganz verschiedene Bedingungen geregelt und verlaufen demgemäß auch im allgemeinen verschieden schnell. Als Energiespeicher dient entweder ein Kondensator oder eine Selbstinduktion.

Die Kondensatorschaltungen dienen dabei vorwiegend der Erzeugung einer gewünschten Kippspannung, die Schaltungen mit einer Selbstinduktion dagegen der Erzeugung von Kippströmen.

Bei der praktischen Anwendung von elektrischen Kippschwingungen interessieren vor allem die Kurvenform, d. h. der zeitliche Strom- oder Spannungsverlauf, die Frequenz und die Amplitude.

Bei der Betrachtung der Kurvenform ist der Kippvorgang entsprechend den verschiedenartigen angewandten Gesetzmäßigkeiten in drei charakteristische Teile, den sogenannten „Hinlauf“, den sogenannten „Rücklauf“ und die „Umkehrpunkte“ zu unterteilen.

Hinsichtlich der möglichen Kurvenformen nimmt zweifellos eine besondere Art von Kippschwingungen, die sogenannte „Sägezahnsschwingung“, eine bevorzugte Stellung ein. Sie ist durch die vielseitige praktische Verwendung in der Oszillografie, der Fernsehtechnik und der Meßtechnik gegeben.

Alle übrigen Kurvenformen gehorchen jedoch den gleichen physikalischen Gesetzmäßigkeiten, oder sind durch nachträgliche Verformung dieser Grundform entstanden.

### Der Hinlauf

Für den zeitlichen Verlauf der Hinlaufkurve haben besonders zwei Kurvenformen Bedeutung erlangt. Es sind dies Kurvenformen mit exponentiellem Hinlauf nach Abb. 1 und solche mit linearem Hinlauf nach Abb. 2.

Der exponentielle Anstieg einer Spannung ist durch die Anschaltung eines Kondensators  $C$  über einen ohmschen Widerstand, den Ladewiderstand  $R_L$ , an eine konstante Gleichspannung  $U$  gegeben.

Ist die Spannung am Kondensator  $C$  im Augenblick des Einschaltens ( $t = 0$ ) gleich Null, so gilt für den Verlauf der Kondensatorspannung die Beziehung:

$$u = U \left( 1 - e^{-t/R_L \cdot C} \right) \quad (1)$$

Das Produkt  $R_L \cdot C$  bestimmt die Schnelligkeit des Spannungsanstieges. Man bezeichnet es als die Zeitkonstante  $T_h$  des Kreises für den Hinlauf.

$$T_h = R_L \cdot C \quad (2)$$

Die Gleichung (1) läßt sich also auch in der folgenden Form schreiben:

$$u = U \left( 1 - e^{-t/T_h} \right) \quad (3)$$

Für einen bestimmten Höchstwert der Kondensatorspannung ergibt sich die zeitliche Dauer für den Hinlauf wie folgt:

$$t_h = T_h \cdot \ln \frac{U}{U - u} \quad (4)$$

Die vorstehende Gleichung hat nur Gültigkeit, wenn der Anstieg von Null ausgeht. Praktisch wird aber sehr häufig der Fall eintreten, daß die Spannungswerte gemäß Abb. 3 von einem Wert  $U_1$  auf einen Wert  $U_2$  anwachsen.

Die Kippamplitude nimmt den Wert  $U_2 - U_1$  an, ihr Maximalwert bestimmt sich zu  $U - U_1$ .

Setzt man die Werte in Gl. (3) und (4) ein, so erhält man die allgemein gültigen Beziehungen für die Kippamplitude:

$$U_2 - U_1 = (U - U_1) (1 - e^{-t_h/T_h}) = U_k \quad (5)$$

und für die Hinlaufzeit:

$$t_h = T_h \cdot \ln \frac{U - U_1}{U - U_2} \quad (6)$$

Der zeitliche Stromverlauf im Ladekreis ergibt sich aus der in jedem Zeitpunkt wirksamen Spannung. Diese Spannung bestimmt sich aus der Differenz

von Batteriespannung und der jeweiligen Kondensatorspannung  $U_C$ .

$$i = \frac{U - U_C}{R_L} \quad (7)$$

Für den allgemeinen Fall eines Spannungsverlaufes nach Gl. (5) und Abb. 3 wird

$$i = \frac{U - U_1}{R_L} \cdot e^{-t_h/T_h} \quad (8)$$

Den Stromverlauf veranschaulicht Abb. 4.

Zur Zeit  $t = 0$  hat der Strom sein Maximum

$$i_{\max} = \frac{U - U_1}{R_L} \quad (9)$$

Seinen Minimalwert erreicht er zur Zeit  $t = t_h$ . In diesem Zeitpunkt ist die wirksame Spannung auf  $U - U_2$  abgesunken.

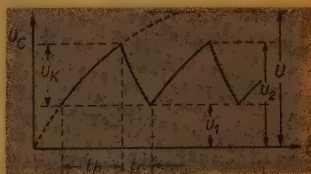


Abb. 3. Exponentieller Kippspannungsverlauf

$$i_{\min} = \frac{U - U_2}{R_L} \quad (10)$$

Die Stromänderung ist demnach

$$\Delta i = i_{\max} - i_{\min} = \frac{U - U_1}{R_L} - \frac{U - U_2}{R_L}$$

$$\Delta i = \frac{U_2 - U_1}{R_L} \quad (11)$$

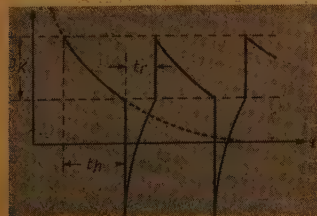


Abb. 4. Stromverlauf bei exponentieller Kippspannung



Der exponentielle Anstieg eines Stromes wird durch eine L-Schaltung erreicht. Sie ähnelt sehr der vorstehend besprochenen C-Schaltung. Der kapazitive Energiespeicher wird hier durch einen induktiven ersetzt (siehe Abb. 5). Die Selbstinduktion  $L$  wird über den Ladewiderstand  $R_L$  an eine Gleichspannung  $U$  geschaltet. Im Augenblick des Einschaltens ( $t = 0$ ) ist auch  $I = 0$ . Der zeitliche Stromverlauf ist:

$$I = \frac{U}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_L}{L} \cdot t}\right) \quad (12)$$

Bezeichnet man die Zeitkonstante  $L/R_L$  für den Hinlauf wiederum mit  $T_h$  und den Maximalwert des Stromes  $\frac{U}{R_L} = I_{\max}$ , so geht die Gleichung in die Form über:

$$I = I_{\max} \left(1 - e^{-t/T_h}\right) \quad (18)$$

Der Hinlauf des Stromes in der L-Schaltung hat also die gleiche Form wie der der Spannung in der C-Schaltung gemäß Gl. (3). Entsprechend dieser Analogie ergibt sich die Hinlaufdauer zu:

$$t_h = T_h \cdot \ln \frac{I_{\max}}{I_{\max} - I} \quad (14)$$

Für die Anwendung der Kippgeneratoren kommt diesem exponentiellen Stromverlauf jedoch geringe Bedeutung zu. Hier interessieren vorwiegend Stromhinläufe mit linearem Anstieg.

Der lineare Anstieg einer Kippspannung bzw. eines Kippstromes hat seine besondere Bedeutung durch die Verwendbarkeit als Zeitmaßstab bei der Oszillografie sowie bei der verzerrungsfreien Bildwiedergabe beim Fernsehen erlangt. Schaltungsmäßig bedeutet jedoch diese Forderung einen erheblichen Mehraufwand.

Für den linearen Anstieg einer Spannung besteht die Beziehung:

$$u = k \cdot t \quad (15)$$

Für die zeitliche Dauer des Hinlaufes ergibt sich:

$$t_h = u \cdot k' \quad (16)$$

Der Faktor  $k'$  enthält die Zeitkonstante der Anordnung. Steigt die Spannung nicht von einem Nullwert, sondern von einem Spannungswert  $U_1$  linear auf einen zweiten Spannungswert  $U_2$  an, so wird:

$$u = U_2 - U_1 \quad (17)$$

und

$$t_h = k' (U_2 - U_1) \quad (18)$$

Verwenden wir für den linearen Spannungsanstieg eine C-Schaltung, so gelten folgende Gesetze:

Die Ladung eines Kondensators ist

$$q = I \cdot t \quad (19)$$

ferner ist

$$q = C \cdot U \quad (20)$$

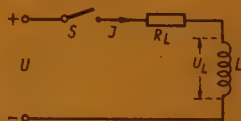


Abb. 5 Anschaltung einer Selbstinduktion an eine Gleichspannungsquelle

Für die Kondensatorspannung ergibt sich also die Beziehung:

$$U = \frac{I \cdot t}{C} \quad (21)$$

Durch Gleichsetzung von Gl (15) und Gl (21) wird

$$k = \frac{I}{C} = \text{const} \quad (22)$$

Da die Kapazität C einen konstanten Wert beibehält, muß also zur Erzielung eines linearen Spannungsanstieges am Kondensator sein Ladestrom I konstant gehalten werden.

Für den allgemeingültigen Fall bestimmt sich dann die Hinlaufdauer entsprechend Gl. (18) zu:

$$t_h = (U_2 - U_1) \cdot \frac{C}{I} \quad (23)$$

Für eine Stromkippkurve mit linearem Hinlauf ergibt sich bei der Verwendung einer L-Schaltung die Voraussetzung:

$$L \cdot \frac{d i}{d t} = \text{const} \quad (24)$$

und somit

$$L \cdot \frac{I}{t} = U \quad (25)$$

Die an der Selbstinduktion L liegende Spannung muß also konstant gehalten werden. Dann ist

$$I = \frac{U \cdot t}{L} \quad (26)$$

und die Hinlaufzeit

$$t_h = \frac{L \cdot I}{U} \quad (27)$$

Steigt der Kippstrom von einem Wert  $I_1$  ausgehend auf den Endwert  $I_2$ , so gilt für die Hinlaufzeit

$$t_h = \frac{L}{U} (I_2 - I_1) \quad (28)$$

Der Vollständigkeit halber soll noch eine besondere Form eines Spannungsverlaufes behandelt werden, der sich aus der Reihenschaltung von Kapazität C und Induktivität L ergibt. Die prinzipielle Schaltungsanordnung zeigt Abb. 6.

Unter der Voraussetzung, daß  $R < 2 \sqrt{L/C}$  ist, stellt die Schaltung nach Abb. 6 eine schwingungsfähige Anordnung dar, die durch den Widerstand R in ihrer Eigenschwingung gedämpft wird. Mit dem Einschalten der Gleichspannung U beginnt der Einschwingvorgang. Er ist beendet, wenn die Kondensatorspannung ohne zu schwingen, d. h. als Gleichspannung der äußeren Spannung gleich ist. Für den Verlauf der Kondensatorspannung gilt:

$$U_C = U \left[ 1 - \frac{e^{-R t / 2 L} \cdot \sin (\omega t - \beta)}{\sin \beta} \right] \quad (29)$$

In dieser Gleichung bedeuten

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (30)$$

die Eigenfrequenz des Kreises und

$$\sin \beta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{2\omega L}\right)^2}} \quad (31)$$

Der Spannungs- und Stromverlauf erfolgt nach einer gedämpften Schwingung gemäß Abb. 7.

Eine halbe Periode nach Beginn der Schwingung erreicht die Kondensatorspannung ihren Höchstwert:

$$U_{C \max} = U \left[ 1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{\pi}{\omega}} \right] \quad (32)$$

Für recht kleine Ohmsche Widerstände kann sich der doppelte Endwert ergeben.

Von dieser Tatsache wird bei Kippgeneratoren Gebrauch gemacht, bei denen eine hohe Kondensatorspannung erwünscht ist.

### Der Rücklauf

Für den Rücklauf einer Kippspannung kommt in der Praxis der Kurvenform mit exponentiellem Charakter die größte Bedeutung zu.

Für den Entladungsvorgang eines Kondensators gilt die Beziehung

$$u = U_C \cdot e^{-t_r/T_r} \quad (33)$$

hierbei ist  $t_r$  die Abfallzeit und  $T_r$  die Zeitkonstante der Anordnung, die für den Abfall maßgebend ist.  $U_C$  stellt die maximale Kondensatorspannung zum Beginn der Entladung dar.

Die Rücklaufzeit ist dann:

$$t_r = T_r \cdot \ln \frac{U_C}{u} \quad (34)$$

Für den allgemeinen Fall einer Kippschwingung gemäß Abb. 3 wird  $U_C = U_2$  und  $u = U_1$  und somit

$$t_r = T_r \ln \frac{U_2}{U_1} \quad (35)$$

Der Stromverlauf ergibt sich zu (Abb. 4):

$$-i = \frac{U_2}{R_E} \cdot e^{-t_r/T_r} \quad (36)$$

$R_E$  stellt dabei den Entladewiderstand dar.

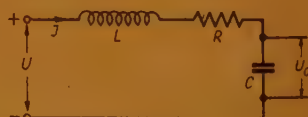


Abb. 6 Einschwingvorgang

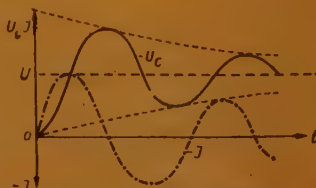


Abb. 7 Strom- und Spannungsverlauf des Einschwingvorganges



Wird während des Rücklaufes der Stromfluß von der Energiequelle nicht unterbrochen, so tritt gegenüber der angegebenen Rücklaufzeit nach Gl. (34) eine Verzögerung auf. Setzt man voraus, daß der Entladewiderstand  $R_E$  solange seinen konstanten Wert aufweist, bis der min. Spannungswert  $U_1$  erreicht ist, um dann plötzlich einen unendlich großen Wert anzunehmen, so erfolgt über die beiden Widerstände  $R_L$  und  $R_E$  ein zusätzlicher Stromfluß



Abb. 8 Vergrößerte Rücklaufzeit

$$i = \frac{U}{R_L + R_E} \quad (37)$$

der eine Potentialerhöhung des Punktes a (siehe Abb. 8) um den Betrag

$$i \cdot R_E = \frac{U \cdot R_E}{R_L + R_E} \quad (38)$$

zur Folge hat.

Der Spannungsverlauf erfolgt dann nach der Beziehung:

$$U_1 = U_2 \cdot e^{-t_r/T_r} + \frac{U \cdot R_E}{R_L + R_E} \quad (39)$$

Die vergrößerte Rücklaufzeit ergibt sich zu:

$$t_r = T_r \cdot \ln \left[ \frac{U_2}{U_1 - \frac{U \cdot R_E}{R_L + R_E}} \right] \quad (40)$$

Die Gleichung zeigt, daß die Entladezeit gegenüber derjenigen nach Gl. (34) um so mehr verlängert wird, je größer die Betriebsspannung  $U$  und das Verhältnis von  $R_E/R_L$  werden.

Wird der durch den Stromfluß von der Batterie hervorgerufene Spannungs-

abfall an  $R_E = \frac{U \cdot R_E}{R_L + R_E}$  gleich dem Spannungswert  $U_1$ , so wird die Rücklaufzeit unendlich groß. Ein neuerliches Kippen kann also nicht auftreten, es fließt dagegen ein Dauerstrom.

Bei den L-Schaltungen kann der Rücklauf der Stromkurve ebenfalls exponentiell verlaufen. Die Rücklaufzeit wird dann:

$$t_r = T_r \cdot \ln \frac{I_{\max}}{I} \quad (41)$$

Dieser exponentielle Rücklauf hat jedoch bei den L-Schaltungen geringe praktische Bedeutung. Durch die schädliche Eigenkapazität der Spule treten störende Erscheinungen auf, die den Rücklauf anderen Gesetzen gehorchen lassen.

### Die Umkehrpunkte

Nach der vorangegangenen theoretischen Behandlung des Hin- und Rücklaufes von Kippschwingungen ergeben sich für die Umkehrpunkte scharfe Schnittpunkte beider Kurvenstücke. Bei den praktisch ausgeführten Kippschaltungen bereitet jedoch die Erzielung dieser scharfen Wendepunkte durch schädliche Schaltkapazitäten u. a. und die damit verbundene Unterdrückung der hohen Frequenzkomponenten bzw. durch Phasendrehung erheb-

liche Schwierigkeiten. Die Umkehrpunkte werden verwaschen. Die Folge ist eine Verkleinerung der Kippamplitude und Verlängerung der Rücklaufzeit. Eine genaue Definition dieser Einflüsse läßt sich nicht geben. Für Kippkurven mit kurzer Rücklaufzeit muß die Kippanordnung zum Erreichen scharfer Umkehrpunkte und gewünschter Kurvenformen die Kippschwingung bis zur 10...20. Oberschwingung der Grundfrequenz mit einer max. Phasenverschiebung von etwa  $1^\circ$  hindurchlassen. Genauerem Einblick in die jeweils herrschenden Verhältnisse ermöglicht die Kenntnis des Frequenzspektrums der Kippkurve. Für eine Kippkurve mit linearem Anstieg und Abfall gemäß Abb. 2 und einer Rücklaufzeit von  $p\%$  der Periodendauer bestimmen sich die Amplituden  $A_n$  der Teilschwingungen zu:

$$A_n = \frac{A_0}{n^2 \cdot \pi^2} \cdot \frac{100}{p} \cdot \sin \frac{n \cdot p \cdot \pi}{100} \quad (42)$$

Bei  $\frac{n \cdot p}{100} = 1$  tritt im Frequenzspektrum die erste Nullstelle auf. Alle Frequenzen bis zu dieser ersten Nullstelle müssen amplituden- und phasengetreu durchgelassen werden, um die Verzerrungen in praktisch zulässigen Grenzen zu halten.

### Die Frequenz

Auf Grund der Kenntnis der Hin- und Rücklaufzeit bestimmt sich die Schwingungsdauer der Kippschwingung zu:

$$T = t_h + t_r \quad (43)$$

und damit die Frequenz

$$f = \frac{1}{t_h + t_r} \quad (44)$$

Für eine Spannungskurve mit exponentiellem Hin- und Rücklauf gemäß den Gleichungen (8) und (85) ist:

$$f = \left[ \left( T_h \cdot \ln \frac{U - U_1}{U - U_2} \right) + \left( T_r \cdot \ln \frac{U_2}{U_1} \right) \right]^{-1} \quad (45)$$

Verläuft der Hinlauf linear (Gl. 28), so wird:

$$f = \left[ \frac{C}{I} (U_2 - U_1) + T_r \ln \frac{U_2}{U_1} \right]^{-1} \quad (46)$$

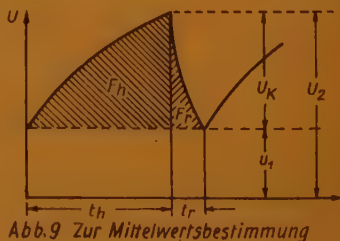


Abb. 9 Zur Mittelwertsbestimmung

Ist bei einer gewünschten Kippkurve die Rücklaufzeit mit  $p\%$  der gesamten Schwingungsdauer festgelegt, so ergibt sich die Beziehung:

$$f = \frac{1 - p/100}{t_h} \quad (47)$$

## Der Mittelwert

Für die Berechnung von Leistungen bei der Auslegung von Kippgeneratoren ist die Kenntnis des Mittelwertes von Strom und Spannung erforderlich. Gemäß Abb. 9 bestimmt sich der Mittelwert der Kippspannung zu:

$$U_m = \frac{F_h + F_r}{t_h + t_r} \quad (48)$$

Bei exponentiellem Kurvenverlauf errechnen sich die Flächen zu:

$$F_h = \int_{t=0}^{t=t_h} (U - U_1) (1 - e^{-t/T_h}) \cdot dt \quad (49)$$

und

$$F_r = \int_{t=0}^{t=t_r} U_2 \cdot e^{-t/T_r} \cdot dt \quad (50)$$

Demnach ergibt sich der Mittelwert der Kippspannung nach Lösung der Integrale:

$$U_{k\text{mitt}} = \frac{U - U_1 [t_h - T_h (1 - e^{-t_h/T_h})] + U_2 \cdot T_r (1 - e^{-t_r/T_r})}{t_h + t_r} \quad (51)$$

Ist der Spannungsanstieg linear, so wird:

$$U_{k\text{mitt}} = \frac{(U - U_1) \cdot \frac{t_h}{2} + U_2 \cdot T_r (1 - e^{-t_r/T_r})}{t_h + t_r} \quad (52)$$

Der Mittelwert des Ladestromes ergibt sich aus Gl. (8). Das Integral der Fläche lautet:

$$F_h = \int_{t=0}^{t=t_h} \frac{U - U_1}{R_L} \cdot e^{-t/T_h} \cdot dt \quad (53)$$

Der Mittelwert wird:

$$i_{L\text{mitt}} = \frac{U - U_1}{R_L \cdot t_h} \cdot T_h (1 - e^{-t_h/T_h}) \quad (54)$$

Setzt man für  $T_h = R_L \cdot C$ , so wird:

$$i_{L\text{mitt}} = \frac{(U - U_1) \cdot C}{t_h} [1 - e^{-t_h/T_h}] \quad (55)$$

Mit den vorstehenden mathematischen Beziehungen für Kurvenform, Amplitude, Hin- und Rücklaufzeit und Frequenz sind die Mittel aufgezeigt, mit Hilfe derer eine richtige Dimensionierung von Kippgeneratoren ermöglicht wird. In den nachfolgenden Aufsätzen sollen die schaltungstechnischen grundlegenden Maßnahmen zur Erzeugung von Kippspannungen behandelt werden.



# Elektromagnetische Spannungs-Gleichhalter für Schaltungsanordnungen mit Elektronenröhren

## Übersicht

Nach einleitenden Ausführungen über die verschiedenen Arten selbsttätiger Spannungsregler werden zunächst Grundprinzip und gebräuchliche Anordnungen von elektromagnetischen Spannungs-Gleichhaltern kurz behandelt. Anschließend wird eine neuartige Ausführungsform des mit Elektronenröhren zusammenarbeitenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters beschrieben und gezeigt, wie man aus einem gewöhnlichen, zur Erzeugung der Heizspannung und der Anodengleichspannung dienenden „Netztransformator“ einen einfachen und auch bei sehr großen Spannungsschwankungen des Wechselstromnetzes einwandfrei arbeitenden Spannungs-Gleichhalter machen kann. Die wiedergegebenen Kennlinien erläutern die Wirkungsweise einer solchen Anordnung, die entsprechend der Größe des benutzten Netztransformators für kleine und auch für größere Leistungswerte bemessen werden kann. Da die beschriebenen Spannungs-Gleichhalter nicht nur in Verbindung mit Elektronenröhren, sondern auch für viele andere Zwecke mit Vorteil verwendet werden können, werden die charakteristischen Eigenschaften solcher Anordnungen kurz besprochen.

## Einleitung

Die durch die Anwendung selbsttätiger Spannungsregler gegebene Möglichkeit, die verschiedenartigen Auswirkungen von Betriebsspannungsschwankungen auf Schaltungsanordnungen mit Elektronenröhren in starkem Maße herabzusetzen, ist für die Hochfrequenztechnik und Elektroakustik besonders wertvoll, und für manche Arten von mit Elektronenröhren arbeitenden Meßgeräten, beispielsweise für Gleichstrom-Verstärker mit Netzanschlußbetrieb [1], von entscheidender Bedeutung. Von den zahlreichen Ausführungsformen selbsttätiger Spannungsregler [2] kommen hier hauptsächlich folgende Stabilisierungseinrichtungen in Betracht:

1. Thermische Spannungs-Gleichhalter [3], die darauf beruhen, daß der Widerstand eines erhitzten Drahtes von der Stärke des ihn durchfließenden Stromes gesetzmäßig abhängig ist. Als erhitzte Drähte werden Eisendraht-Lampen mit Wasserstofffüllung (sog. Variatoren) oder gewöhnliche, in einer Brücken- oder Differenzschaltung liegende Metalldraht-Glühlampen verwendet. Solche Einrichtungen haben den grundsätzlichen Nachteil, daß infolge der thermischen Trägheit der erhitzten Drähte kurzzeitige Spannungsschwankungen nicht hinreichend schnell nachgeregelt werden.
2. Glimmspannungsteiler [4] („Stabilisator“-Röhren). Sie benutzen die Eigenschaft der Glimmentladung in verdünnten Gasen, daß der Spannungsabfall an einer derartigen Entladungsstrecke praktisch unabhängig von dem Strom ist, der durch sie hindurchfließt. Die Spannungsregelung erfolgt hier völlig trägheitslos. Derartige Glimmteiler- („Stabilovolt“-) Röhren werden in Verbindung mit Elektronenröhren in weitem Umfang angewendet.
3. Elektronische Regelschaltungen [5], die als Feinregler ausgebildet werden können und ebenfalls völlig trägheitslos arbeiten.

4. Elektromagnetische Spannungs-Gleichhalter [6], die darauf beruhen, daß die an einer wechselstromdurchflossenen Spule mit stark gesättigtem Eisenkern auftretende Spannung sich nur wenig ändert, wenn die Stärke des in der Spule fließenden Stromes beträchtlichen Schwankungen unterworfen ist. Diese Spannungs-Gleichhalter können als praktisch trägheitslos bezeichnet werden, weil beispielsweise Spannungssprünge von 175 V auf 250 V nach weniger als 0,04 sec ausgegletet werden. Sie zeichnen sich durch eine große Regelgenauigkeit aus und haben gegenüber den obengenannten, mit Röhren verschiedener Art arbeitenden Spannungsreglern den Vorzug einer unbegrenzten Lebensdauer. Aus diesem Grunde sind die elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalter für Schaltungsanordnungen mit Elektronenröhren besonders bedeutungsvoll. Die folgenden Betrachtungen zeigen, wie man zu einer möglichst einfachen und zweckmäßigen Ausführungsform des mit Elektronenröhren zusammenarbeitenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters gelangt.

### Grundprinzip der elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalter

Bei den elektromagnetischen Spannungs-Gleichhaltern [6] ist die als Drossel oder transformatorisch wirkende Spule mit stark gesättigtem Eisenkern in Verbindung mit ohmschen, induktiven oder kapazitiven Widerständen in eine in besonderer Weise abgeglichene Schaltung eingefügt, die an die schwankende Betriebsspannung angeschlossen wird und eine konstant bleibende Spannung abzunehmen gestattet. Diese konstante Spannung wird im allgemeinen entsprechend der schematischen Darstellung in Abb. 1 aus zwei hintereinander geschalteten und gegeneinander wirkenden, von der schwankenden Betriebsspannung  $U$  nach verschiedenen

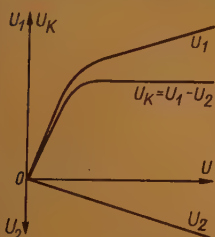


Abb. 1. Die nach verschiedenen Gesetzmäßigkeiten von der schwankenden Eingangsspannung  $U$  abhängigen Teilspannungen  $U_1$  und  $U_2$ , aus denen die konstant bleibende Ausgangsspannung  $U_K = U_1 - U_2$  zusammengesetzt ist

Widerständen in eine in besonderer Weise abgeglichene Schaltung eingefügt, die an die schwankende Betriebsspannung angeschlossen wird und eine konstant bleibende Spannung abzunehmen gestattet. Diese konstante Spannung wird im allgemeinen entsprechend der schematischen Darstellung in Abb. 1 aus zwei hintereinander geschalteten und gegeneinander wirkenden, von der schwankenden Betriebsspannung  $U$  nach verschiedenen Gesetzmäßigkeiten abhängigen Teilspannungen — Hauptspannung  $U_1$  und Hilfsspannung  $U_2$  — zusammengesetzt:  $U_K = U_1 - U_2$ . Zum Erzeugen der Teilspannungen  $U_1$  und  $U_2$  kann man entweder zwei getrennte Transformatoren, von denen der eine stark und der andere schwach gesättigt ist, oder einen einzigen dreischenkigen Transformator mit verschieden stark gesättigten äußeren Schenkeln verwenden.

### Gebräuchliche Ausführungsformen elektromagnetischer Spannungs-Gleichhalter

Die letztgenannte Ausführungsform [7] ermöglicht, zu einer einfachen, zum Einbau in Meßgeräte geeigneten Anordnung mit sehr kleinen Abmessungen zu gelangen und den bei Schaltungsanordnungen mit Elektronenröhren normalerweise vorzusehenden „Netztransformator“, an dem die Heizspannung (z. B. 6,3 V) und die zum Erzeugen der Anodengleichspannung dienende Wechselspannung (z. B. 250 V) abgenommen wird, Konstanthaltungseigenschaften zu verleihen, d. h. Netztransformator und Spannungs-Gleichhalter in einem einzigen Gerät zu vereinigen. Sie setzt aber die Anwendung eines in besonderer Weise ausgebildeten Dreischenkel-Transformators voraus, dessen stark gesättigter Schenkel einen künstlich verkleinerten Eisenquerschnitt besitzt und dessen schwach gesättigter Schenkel mit einem Luftspalt versehen ist.

Die mit zwei getrennten, verschieden stark gesättigten Transformatoren arbeitenden Spannungs-Gleichhalter werden fabrikmäßig in Gestalt eines Zusatzgerätes gebaut, das zwischen Wechselstromnetz und Netztrans-

formator geschaltet wird und somit jederzeit nachträglich hinzugefügt werden kann. Von den zahlreichen hierfür in Betracht kommenden Ausführungsformen eines derartigen Spannungs-Gleichhalters hat sich die in Abb. 2 gezeigte Schaltungsanordnung [8] bezüglich ihrer regeltechnischen Eigenschaften als besonders zweckmäßig erwiesen. Hier ist der stark gesättigte Spartransformator  $T_1$  durch den Kondensator  $C$  kapazitiv belastet, mit dem schwach gesättigten Transformator  $T_2$  in Reihe geschaltet und mit der schwankenden Wechselspannung  $U$  des Netzes verbunden. Die dem Spannungs-Gleichhalter  $T_1CT_2$  entnommene Wechselspannung  $U_K$  wird entsprechend der schematischen Darstellung in Abb. 1 aus der an Wicklungsteilen von  $T_1$  auftretenden Hauptspannung  $U_1$  und der in der Sekundärwicklung von  $T_2$  induzierten Hilfsspannung  $U_2$  zusammengesetzt:  $U_K = U_1 - U_2$ . Sie wird als Eingangsspannung dem „Netzanschlußgerät“ zugeführt, das in üblicher Weise aus dem Netztransformator  $T$ , der Zweigweg-Gleichrichteranordnung  $G'G''$  und den Glättungsmitteln (Kondensatoren  $C', C''$  mit Drosselspule  $L$ ) besteht. Die dem Netzanschlußgerät  $T, G'G'', C'LC''$  entnommenen, die Heizspannung  $U_H$  bzw. die Anodengleichspannung  $U_A$  darstellenden Ausgangsspannungen sind somit ebenfalls konstant.

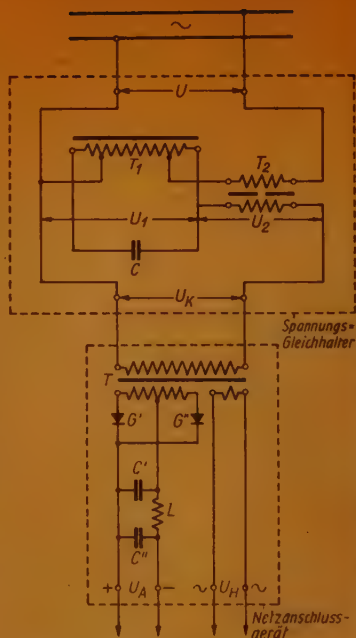
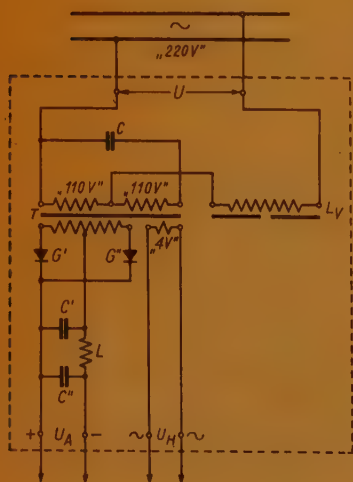


Abb. 2. Bekannte Schaltungsanordnung eines als Zusatz-Gerät ausgebildeten und mit Elektronenröhren zusammenarbeitenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters  $T_1CT_2$ , der zwischen das Wechselstromnetz ( $U$ ) und das „Netzanschlußgerät“  $T, G'G'', C'LC''$  geschaltet wird



## Neuartige Ausführungsformen elektromagnetischer Spannungs-Gleichhalter

Um nun zu einer möglichst einfachen und zweckmäßigen Ausführungsform des mit

Elektronenröhren zusammenarbeitenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters zu gelangen, kann man die in Abb. 2 mit  $T_1CT_2$  und  $T, G'G'', C'LC''$  bezeichneten Teile nach Abb. 3 in einem einzigen Gerät vereinigen, d. h. dem normalerweise vorzusehenden „Netztransformator“  $T$  Konstanthalteigenschaften verleihen. Beispielsweise kann man für ein Wechselstromnetz mit der

Abb. 3. Neuartige Ausführungsform eines mit Elektronenröhren zusammenarbeitenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters, bei dem die in Abbildung 2 mit  $T_1CT_2$  und  $T, G'G'', C'LC''$  bezeichneten Teile in einem einzigen Gerät vereinigt sind



Nennspannung 220 V aus einem für eine Primärspannung von „110 + 110 V“ bemessenen gewöhnlichen Netztransformator (z. B. für 50 VA) dadurch einen einwandfrei arbeitenden Spannungs-Gleichhalter machen, daß man nach Abb. 3 an beide Teile seiner Primärwicklung einen Kondensator C von  $1,5 \mu\text{F}$  (oder an eine „110 V“-Wicklung einen Kondensator von  $6 \mu\text{F}$ ) anschließt und den einer (normalerweise anzulegenden) Primärspannung von „110 V“ entsprechenden Wicklungsteil unter Vorschaltung einer mit einem Luftspalt versehenen und entsprechend bemessenen Drosselspule  $L_V$  (z. B. S & H — Typ „Röh. tr. 3“ mit etwa 2500 Windungen) mit der Wechselstromnetzspannung U verbindet.

Die an einer solchen Anordnung gemessenen und in Abb. 4 wiedergegebenen Kennlinien zeigen 1. die an der „110 V“-Wicklung des Transformators T auftretende Spannung  $U_T$ , 2. die an der Drosselspule  $L_V$  wirksame Spannung  $U_L$  und 3. den von der Anordnung aufgenommenen Gesamtstrom I als Funktion der Eingangsspannung U, die (mit einem vorgeschalteten Spannungsteiler) von Null ausgehend langsam bis zu dem Höchstwert von 300 V verändert wurde. In dem Bereich  $U = 87 \dots 90 \text{ V}$  treten sprunghaftige Änderungen von  $U_T$ ,  $U_L$  und I auf, die für das Verhalten einer mit einem Kondensator zusammenarbeitenden Spulenordnung mit stark gesättigtem Eisenkern charakteristisch sind. Man sieht, daß sich  $U_T$  in dem Bereich  $U = 100 \dots 300 \text{ V}$  nur sehr wenig ändert. Abb. 5, die die der Spannung  $U_T$  verhältnismäßige, an der „4 V“-Wicklung des Transformators T abgenommene Heizspannung  $U_H$  als Funktion der Eingangsspannung U für den Bereich  $U = 150 \dots 250 \text{ V}$  zeigt, läßt erkennen, daß sich  $U_H$  um  $\pm 0,12 \text{ V}$  (um  $\pm 2\%$ ) ändert, wenn U um  $\pm 50 \text{ V}$  (um  $\pm 25\%$ ) schwankt, und daß somit die an sich ohne weiteres mögliche Anwendung einer zusätzlichen, der Spannung  $U_H$  entgegenwirkenden Hilfsspannung ( $U_3$  in den Abb. 1 und 2) nicht erforderlich ist. Da die an der „110 V“-Wicklung und an der „4 V“-Wicklung tatsächlich auftretenden Spannungen  $U_T$  und  $U_H$  ungefähr auf das 1,5fache der diesen Wicklungen zugeordneten Nennwerte gestiegen sind, so arbeitet der Transformator T nunmehr mit dem 1,5fachen Betrag der diesen Nennwerten entsprechenden Induktion  $\mathfrak{B} \approx 10000$ , also ungefähr mit  $\mathfrak{B} = 15000$ .

Wenn es sich, wie z. B. bei Röhren-Voltmetern, um die Aufgabe handelt, die Heizspannung einer einzigen Elektronenröhre möglichst genau konstant zu halten, kann man die in Abb. 6 gezeigte Anordnung verwenden, die aus einem gewöhnlichen „Klingeltransformator“  $T_1$  („110/4 V“) mit einem Parallelkondensator C (etwa  $4 \mu\text{F}$ ) und einem kleinen Hilfstransformator  $T_2$  mit Luftspalt (z. B. S & H-Typ „Röh. tr. 1“, etwa 8000:25 Windungen) besteht. Hier läßt sich leicht erreichen, daß die Heizspannung  $U_H$ , die aus der Hauptspannung  $U_1$  und der ihr entgegenwirkenden Hilfsspannung  $U_3$  zusammengesetzt ist (Abb. 1) auf etwa  $\pm 0,1\%$  genau konstant bleibt, wenn sich die Eingangsspannung U um  $\pm 15\%$  ändert, wobei die abnehmbare Leistung etwa 2...3 VA beträgt.

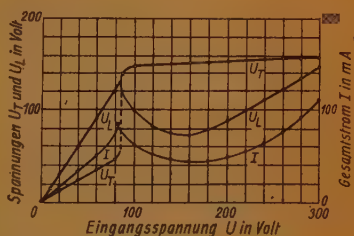


Abb. 4. An einem elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalter nach Abbildung 3 gemessene Kennlinien, die 1. die an der „110 V“-Wicklung des Transformators T auftretende Spannung  $U_T$ , 2. die an der Drosselspule  $L_V$  wirksame Spannung  $U_L$  und 3. den von der Schaltungsanordnung aufgenommenen Gesamtstrom I als Funktion der Eingangsspannung U zeigen

## Charakteristische Eigenschaften der elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalter

Da die beschriebenen Anordnungen nicht nur in Verbindung mit Elektronenröhren, sondern auch für viele andere Zwecke mit Vorteil verwendet werden können, werden im folgenden ihre charakteristischen Eigenschaften kurz besprochen.

**1. Regel-Genauigkeit.** Die vorliegende Aufgabe besteht grundsätzlich darin, eine in bestimmten Grenzen (um  $\pm \delta U\%$ ) schwankende Wechselspannung (Eingangsspannung  $U$ ) zum Erzeugen einer in viel geringerem Maße (um  $\pm \delta U_K\%$ ) schwankenden Wechselspannung (Ausgangsspannung  $U_K$ ) zu benutzen. Der hierzu verwendete, auf der Wirkung einer Spulen-anordnung mit stark gesättigtem Eisenkern beruhende elektromagnetische Spannungs-Gleichhalter arbeitet somit wie ein Transformator, dessen Übersetzungsverhältnis ( $U : U_K$ ) in sehr starkem Maße von der Größe der Primärspannung  $U$  abhängig ist, so daß die dem Stromverbraucher zugeführte Sekundärspannung  $U_K$  praktisch konstant bleibt. Zur zahlenmäßigen Kennzeichnung der Regel-Genauigkeit von selbsttätigen Spannungsreglern benutzt man zweckmäßig das durch den Ausdruck

$$\frac{\text{Prozentuale Änderung der Ausgangsspannung}}{\text{Prozentuale Änderung der Eingangsspannung}}$$

gegebene Verhältnis  $\delta U_K : \delta U$ , das für einen bestimmten Spannungsbereich (z. B. 150...250 V) ein Maß für die Genauigkeit darstellt, mit der die Konstanthaltung von  $U_K$  erfolgt. Bei der ohne Hilfsspannung ( $U_1$ ) arbeitenden Anordnung nach Abb. 3 ist dieses Verhältnis (vgl.

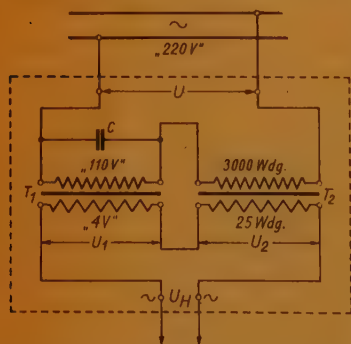


Abb. 6. Neuartige Ausführungsform eines zum Erzeugen der Heizspannung  $U_H$  einer einzigen Elektronenröhre dienenden elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalters, der aus einem gewöhnlichen „Klingel-Transformator“  $T_1$  mit einem Parallelkondensator  $C$  und einem kleinen Hilfs-transformator  $T_2$  mit Luftspalt besteht

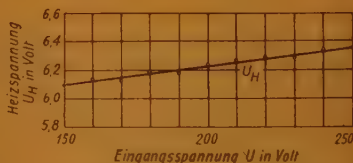


Abb. 5. An der „4 V“-Wicklung der Schaltungsanordnung nach Abbildung 3 abgenommene, der Spannung  $U_T$  verhältnismäßige Heizspannung  $U_H$  als Funktion der Eingangsspannung  $U$

nach Abb. 3 ist dieses Verhältnis (vgl. Abb. 5) gleich  $\pm 2/\pm 25 \approx 1/12$ , d. h. die in Prozenten ausgedrückte Spannungsschwankung wird auf  $1/12$  ihres ursprünglichen Wertes herabgesetzt; bei der mit Hilfsspannung ( $U_1$ ) arbeitenden Anordnung nach Abb. 6 ist dieses Verhältnis gleich  $\pm 0,1/\pm 15 = 1/150$ , d. h. die Spannungsschwankung wird hier auf  $1/150$  ihres ursprünglichen Wertes herabgesetzt.

**2. Frequenz-Einfluß.** Da die in derartigen Schaltungsanordnungen wirksamen Ströme und Spannungen in bezug auf Größe und Phase nach verschiedenen Gesetzmäßigkeiten von der Frequenz der Eingangsspannung  $U$  abhängen, so ist die Ausgangsspannung  $U_K$  frequenzabhängig. Bei den oben beschriebenen Ausführungsformen ruft eine Frequenzänderung von  $\pm 1\%$  eine Änderung der Ausgangsspannung  $U_K$  von etwa  $\pm 1,5\%$  hervor. Dieser Frequenzeinfluß kann durch eine Kunstschaltung im Ausgangsstrom-

kreis — mit dem Stromverbraucher wird ein entsprechend bemessener, aus einer Drosselspule mit Parallelkondensator bestehender Hilfsstromkreis in Reihe geschaltet [6] — auf etwa  $\frac{1}{6}$  des ursprünglichen Wertes herabgesetzt werden.

3. Primäre Wellenform. Mit der Frequenzabhängigkeit von  $U_K$  ist natürlich auch ein gewisser Wellenform-Einfluß verbunden, dessen Größe von der Verzerrung von  $U$  abhängig ist. Bei sehr stark verzerrten Spannungskurven kann die Größe von  $U_K$  und auch die Abgleichung der Schaltungsanordnung (das erforderliche Größenverhältnis der die Spannung  $U_K$  ergebenden Komponenten  $U_1$  und  $U_2$ ) in erheblichem Maße von der Wellenform von  $U$  abhängig sein. Dieser Wellenform-Einfluß, der von der Stärke und insbesondere von der Phasenlage der einzelnen Oberwellen gegenüber der Grundwelle abhängt, kann bis zu etwa  $\pm 10...15\%$  betragen.

4. Temperatur-Einfluß. Die Wickelräume der einzelnen aus Kupferdraht gewickelten Spulen sind so zu bemessen, daß die Erwärmung der Spulen durch den durchfließenden Strom und durch Änderungen der Raumtemperatur keinen störenden Anwärme- bzw. Temperaturfehler verursacht. Der Anwärmefehler beträgt bei richtiger Wahl der Wicklungsverhältnisse höchstens  $0,3...0,5\%$ , während der bei Schwankungen der Raumtemperatur um etwa  $\pm 25^\circ\text{C}$  auftretende Temperaturfehler etwa gleich  $\pm 0,5...1\%$  ist.

5. Fremdfeld-Einfluß. Während eine Beeinflussung von  $U_K$  durch äußere magnetische Fremdfelder kaum zu befürchten ist, muß darauf geachtet werden, daß das Streufeld des mit starker Sättigung arbeitenden Transformators benachbarte Meßgeräte oder andere Apparate störend beeinflussen kann. Dies muß z. B. bei dem Zusammenbau von irgendwelchen Schaltungsanordnungen mit dem Spannungs-Gleichhalter in einem gemeinsamen Gehäuse berücksichtigt werden.

6. Wellenform und Formfaktor der Ausgangsspannung. Bei allen Arten von elektromagnetischen Spannungs-Gleichhaltern weicht die Ausgangsspannung  $U_K$  ziemlich stark von der Sinusform ab, weil infolge der starken Sättigung des Eisens Oberwellen, insbesondere solche von den Frequenzen  $3f$ ,  $5f$ ,  $7f$ , erzeugt werden. Die Stärke der Verzerrung von  $U_K$  ist sowohl von der Höhe der Sättigung als auch von der Energieentnahme abhängig. Bild 7 zeigt als Beispiel die Wellenform der Ausgangsspannung  $U_K$  für zwei Werte der Eingangsspannung  $U$  (95 V und 130 V) bei einer Schaltungsanordnung nach Abb. 2. Bei  $U = 95\text{ V}$  ist  $U_K$  folgendermaßen zusammengesetzt:

Grundwelle =  $99,4\%$ , 3. Oberwelle =  $7,1\%$ ,  
5. Oberwelle =  $2,2\%$ , 7. Oberwelle =  $0$ .

Für  $U = 130\text{ V}$  hat  $U_K$  folgende Zusammensetzung:

Grundwelle =  $96,8\%$ , 3. Oberwelle =  $24,0\%$ ,  
5. Oberwelle =  $7,0\%$ , 7. Oberwelle =  $3,6\%$ .

Die Wellenform von  $U_K$  ist von besonderer Bedeutung für den Fall, daß ein von  $U_K$  erzeugter Wechselstrom mit Hilfe eines Sperrschicht-Gleichrichters gleichgerichtet und einem Gleichstrom-Instrument mit Drehspul-Meßwerk zugeführt wird. Da das Drehspul-Instrument auf den arithmetischen Mittelwert der Wechselstromkurve anspricht, so ist seine Anzeige von dem Formfaktor dieser Kurve abhängig, der infolge der ziemlich starken Verzerrung von  $U_K$  erheblich von dem der Sinusform entsprechenden Wert (1,11) abweicht. Hieraus folgt, daß die Abgleichung der beschriebenen Anordnungen immer entweder

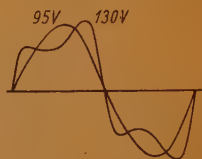


Abb. 7. Wellenform der Ausgangsspannung  $U_K$  für zwei Werte der Eingangsspannung  $U$  (95 V und 130 V)



auf den Effektivwert oder auf den Mittelwert erfolgen muß. Eine Abgleichung, bei der Effektiv- und Mittelwert gleichzeitig konstant gehalten werden, ist nicht möglich. Durch Anwendung von Anzapfungen an den Transformator-Wicklungen kann man aber leicht von der Effektivwert-Abgleichung auf die Mittelwert-Abgleichung (bzw. umgekehrt) übergehen.

7. Belastungs-Einfluß. Bei reiner Wirklast ist die Belastungsabhängigkeit sehr gering; sie beträgt zwischen Leerlauf und Vollast nur etwa 1%. Die Regelkennlinien verschieben sich für verschiedene Lasten angenähert parallel. Diese Verlagerung der Regelkennlinien wird bei gemischter Last (z. B.  $\cos \varphi = 0,8$ ) größer und kann je nach der Größe des Phasenverschiebungswinkels  $\varphi$  bis zu einigen Prozent betragen. Zur Anpassung an die jeweilige Belastung kann man an den Wicklungen Abgriffe vorsehen, mit denen der Sollwert der Ausgangsspannung  $U_K$  (z. B. 220 V) auf 1...2% genau eingestellt werden kann.

8. Wirkungsgrad. Der durch das Verhältnis zwischen der abgegebenen und zugeführten Leistung definierte Wirkungsgrad  $\eta$  ist bei den beschriebenen Spannungs-Gleichhaltern ungefähr gleich 0,3...0,7, wenn der stark gesättigte Eisenkern aus gewöhnlichem hochlegierten Transformatorblech besteht. Bei Anwendung der bekannten Nickel-Eisen-Legierungen (Permalloy, Mumetall) kann ein höherer Wirkungsgrad (bis etwa 0,8) erreicht werden, doch wird dies durch den Nachteil des bedeutend höheren Preises der Anordnung erkauft.

9. Regel-Geschwindigkeit. Die elektromagnetischen Spannungs-Gleichhalter können im Vergleich zu anderen, z. B. mechanischen oder thermischen Spannungsreglern, praktisch als trägheitslos bezeichnet werden. Beispielsweise werden, wie bereits oben erwähnt, Spannungssprünge von 175 V auf 250 V nach weniger als 0,04 sec ausgeregelt.

10. Möglichkeit der Überkompensation. Durch entsprechende Änderung der Abgleichung (des Verhältnisses  $U_1 : U_2$ ) läßt sich leicht erreichen, daß die Ausgangsspannung  $U_K$  oder ein von ihr erzeugter Wechsel- oder Gleichstrom zunimmt, wenn die Eingangsspannung  $U$  abnimmt (Überkompensation). Für besondere Zwecke kann diese Möglichkeit wertvoll sein.

### Literatur

- [1] H. Etzold, Gleichstromverstärker mit Netzanschlußbetrieb, FUNK UND TON, Oktober 1947, Heft 4, S. 200...205.
- [2] Zusammenfassende Darstellung: W. Geyger, Selbsttätige Strom- und Spannungsregelung; Übersicht über die für Meßzwecke in Betracht kommenden Verfahren, Arch. techn. Messen, Blatt J 062—5 (Oktober 1934).
- [3] Zusammenfassende Darstellung: W. Geyger, Selbsttätige Strom- und Spannungsregler; Thermische Verfahren, Arch. techn. Messen, Blatt J 062—6 (November 1934).
- [4] Vgl. z.-B. Firmen-Mitteilung der Stabilovolt G.m.b.H., Berlin-Tempelhof, über die Glimmteiler-Röhre „Stabilisator“ für selbsttätige Spannungsregelung, Arch. techn. Messen, Blatt J 062—9 (Dezember 1934).
- [5] Vgl. H. Etzold, a. a. O., Abb. 6 und Literaturangaben [2].
- [6] Zusammenfassende Darstellung: W. Geyger, Selbsttätige Strom- und Spannungsregler; Beschreibung, Eigenschaften und Fortschritte der elektromagnetischen Verfahren, Arch. techn. Messen, Blätter J 062—7 (November 1934), J 062—8 (Dezember 1934) und J 062—15 (Februar 1937).
- [7] W. Geyger, Elektromagnetische Spannungs-Gleichhalter für Meßzwecke, Siemens-Z. 15 (1935) S. 464...467. — E. Friedländer, Siemens-Z. 15 (1935) S. 177...181 und 16 (1936) S. 379...380.
- [8] Druckschriften Nr. DL—48—10 und DL—48—11 der „Delta Manufacturing Co., Cambridge, Mass.“ vom 18. 10. 1933 („Standard Delta Voltage Regulators“). — R. Greiner, ETZ 57 (1936) S. 489...491; Siemens-Z. 16 (1936) S. 95...96.

# Referate und Zeitschriftenschau

## Verbesserungen am Synchrodyn-Empfänger\*)

Wie schon bei der Erläuterung der Arbeitsweise des Synchrodyn-Empfängers erwähnt wurde, ist die niederfrequente Spannung am Ausgang des Demodulators dem Cosinus des Phasenwinkels  $\Theta$  zwischen der hochfrequenten Trägerspannung und der Oszillatorspannung proportional\*\*). Außerdem gilt für die Synchronisierung des Oszillators die Voraussetzung

$$-\frac{\pi}{2} < \Theta < +\frac{\pi}{2}$$

Der Phasenwinkel  $\Theta$  ist aber abhängig von der Eigenfrequenz  $f_0$  des Oszillators (d. h. ohne angelegte Synchronisierspannung), die sich während des Betriebes infolge der allmählichen Erwärmung, der unvermeidlichen Schwankungen der Betriebsspannungen und ähnlicher Gründe nie vollkommen konstant halten läßt. Die Folge davon ist, daß die niederfrequente Ausgangsspannung, und damit die Lautstärke, nicht ganz gleichmäßig ist. Außerdem kann es bei längerem Betrieb sogar vorkommen, daß der Oszillator durch eine Änderung von  $\Theta$  außer Takt fällt und eine Nachstimmung des Oszillators nötig wird, damit die Synchronisierung wieder wirksam wird. Diesen Übelstand kann man natürlich dadurch umgehen, daß man die Synchronisierspannung am Oszillator erhöht, wodurch aber die Trennschärfe des Empfängers erheblich leidet. Besonders bei dem Empfang auf dem Kurzwellenband mit seinen dicht nebeneinander liegenden starken Sendern kann es passieren, daß bei einer zu starken Änderung des Phasenwinkels  $\Theta$  der Oszillator plötzlich von einem benachbarten Sender synchronisiert wird.

Die Leistungsfähigkeit des Synchrodyn-Empfängers hängt also wesentlich davon ab, ob es gelingt, die Schwankungen der Eigenfrequenz  $f_0$  des Oszillators, die für die Ände-

rungen des Phasenwinkels  $\Theta$  verantwortlich sind, hinreichend klein zu halten. Sehr bewährt hat sich eine automatische Regelvorrichtung, die die Eigenfrequenz  $f_0$  des Oszillators konstant hält. Diese Regelvorrichtung besteht aus einer Steuerröhre, wie sie in ähnlicher Weise für die Frequenzmodulation verwendet wird, deren rein kapazitiv wirkende Ausgangsimpedanz parallel zu dem Abstimmkondensator des Oszillatorkreises liegt. Da die Ausgangsimpedanz von der am Steuergitter der Röhre liegenden Spannung abhängig ist, kann die Eigenfrequenz  $f_0$  des Oszillators durch die Gitterspannung an der Röhre in beschränktem Maße gesteuert werden. Die regelnde Gitterspannung liefert ein Modulor, dem einmal die hochfrequente Trägerspannung des eingestellten Senders  $e \cdot \sin \omega \cdot t$  und außerdem die Ausgangsspannung des Oszillators  $E \cdot \sin(\omega \cdot t + \Theta)$  über einen Phasenschieber mit einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zugeführt wird. Durch Überlagerung dieser beiden Spannungen entsteht am Ausgang des Modulors neben hochfrequenten Spannungen, die sich leicht aussieben lassen, eine Gleichstromkomponente, die  $\sin \Theta$  proportional ist und in solcher Polung die Gitterspannung der Steuerröhre bildet, daß stets eine Verminderung des Phasenwinkels  $\Theta$  durch die Steuerröhre angestrebt wird.

Durch die automatische Regelvorrichtung ergibt sich das in Abbildung 1 angedeutete Schema für den Synchrodyn-Empfänger, das nach dem Gesagten ohne weiteres verständlich sein dürfte. In Abb. 2 wird ein Schaltbeispiel für die Steuerröhre mit kapazitiver Ausgangsimpedanz und den aus vier Silikon-Gleichrichtern in

Ringschaltung bestehenden Modulor gezeigt; die zur Erzielung der rein kapazitiven Ausgangsimpedanz erforderliche Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zwischen Steuergitter und Anode wird durch

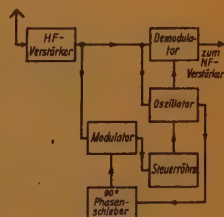


Abb. 1

\*) D. G. Tucker und J. Garlick, The Synchrodyne: Refinements and Extensions, Electronic Engineering, Band 20, Februar 1948, Seite 49.

\*\*) FUNK UND TON, Heft 3, September 1947, Seite 162.

R und C erzeugt. Es hat sich gezeigt, daß durch die in Abb. 2 gezeigte Vorrichtung die Schwankungen des Phasenwinkels  $\Theta$  auf etwa den zwanzigsten Teil herabgedrückt werden können und der Mitnahmebereich des Oszillators durch die Trägerfrequenz um etwa das gleiche Maß wächst, so daß die Synchronisierspannung entsprechend herabgesetzt werden kann und die Trennschärfe des Empfängers bedeutend besser wird.

Bei entsprechenden Schaltmaßnahmen ist der Synchrondyn-Empfänger in der Lage, auch schwache Stationen zu empfangen und sauber von einem starken Nachbarsender zu trennen, selbst wenn dessen Seitenbänder die Seitenbänder oder gar den Träger der eingestellten schwachen Station überschneiden. Beträgt etwa der Abstand der beiden Stationen 9 kHz und sind diese mit Tonfrequenzen bis herauf zu 15 kHz moduliert, so gestattet die Eigenart des Synchrondyn-Empfängers doch einen einwandfreien Empfang der schwachen Station.

Da die niederfrequente Spannung am Ausgang des Demodulators dem Cosinus des Phasenwinkels  $\Theta$  zwischen Träger- und

Oszillatorspannung proportional ist, erhält man die maximale Signalspannung, wenn man  $\Theta = 0$  macht, während man für  $\Theta = 90^\circ$  keine niederfrequente Spannung erhält. Mit Hilfe lediglich eines Phasenschiebers ist es also möglich, eine modulierte Trägerspannung entweder zu empfangen oder zu unterdrücken. In Abb. 3 ist diese zweifache Möglichkeit des Synchrondyn-Empfängers anschaulich gemacht. Liegt die niederfrequent modulierte Trägerspannung (a) mit der rechteckigen Oszillatorspannung (b) in Phase, erhält man einen Spannungsverlauf (c), der einer Vollweg-Gleichrichtung entspricht. Ist die Oszillatorspannung (b) aber um  $90^\circ$  phasenverschoben, ergibt sich die Kurve (d), die keine niederfrequente Komponente enthält.

Aus dieser Eigenschaft des Synchrondyn-Empfängers ergibt sich eine Schaltung zum Empfang eines schwachen Senders, dessen Seitenbänder von den Seitenbändern eines benachbarten starken Senders überlappt werden. Der Empfänger besteht jetzt entsprechend dem Schema in Abb. 4 aus zwei Teilen mit je einem Oszillator und Demodulator. Der erste Oszillator C ist auf den un-

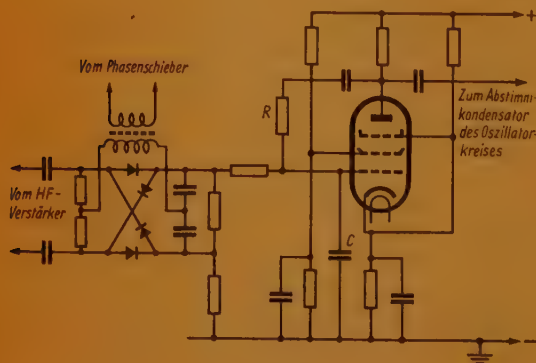


Abb. 2

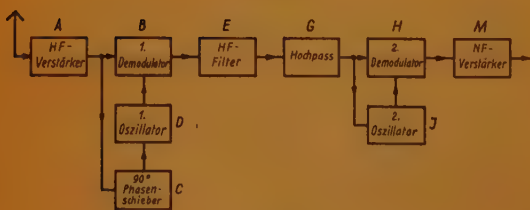
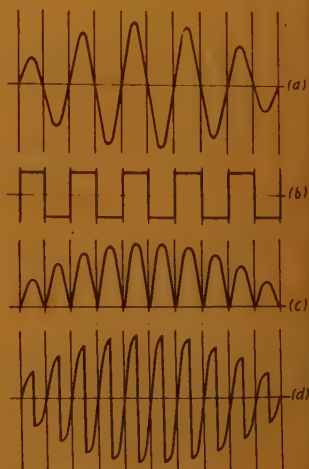


Abb. 4



(a) = Modulierte Trägerspannung  
(b) = Oszillatorspannung  
(c) = Ausgangsspannung am Demodulator, wenn (a) und (b) gleiche Phase, und  
(d) = Ausgangsspannung, wenn (a) und (b) um  $90^\circ$  gegeneinander verschoben sind

Abb. 3



erwünschten starken Nachbarsender abgestimmt und wird von diesem synchronisiert; er liefert seine Spannung über den Phasenschieber D mit einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  an den ersten Demodulator B, so daß der unerwünschte Sender unterdrückt wird. Am Ausgang des Hochfrequenzfilters E erscheint die erwünschte schwache Station mit einer Trägerfrequenz, die gleich dem Abstand ihrer ursprünglichen Trägerfrequenz von der Frequenz des Oszillators C, wie hier angenommen wurde, also gleich 9 kHz ist. Da eine Modulation auch der schwachen Station bis herauf zu 15 kHz vorausgesetzt wurde, überlappen die Modulationsfrequenzen von 9...15 kHz im unteren Seitenband die Modulationsfrequenzen von 3...9 kHz; dies ist eine ungewollte Folge der ungewöhnlich niedrigen wirksam werdenden Trägerfrequenz von nur 9 kHz. Da die erwähnten Überlagerungen im unteren Seitenband stören, muß der den Modulationsfrequenzen von 3...9 kHz entsprechende Teil des unteren Seitenbandes, nämlich die Frequenzen von 0...6 kHz, durch ein Hochpaßfilter G abgeschnitten werden; das obere Seitenband bleibt dagegen unberührt.

Der zweite Oszillator ist auf den Träger der erwünschten Station abgestimmt und wird von dieser synchronisiert. Der Ausgang des zweiten Demodulators H liefert alle Modulationsfrequenzen von 0...15 kHz der gewünschten schwachen Station ohne Störungen oder Überlagerungen durch den Nachbarsender. Da aus dem unteren Seitenband die Modulationsfrequenzen von 3...9 kHz herausgeschnitten wurden, müssen diese Frequenzen durch den frequenzabhängigen Verstärker M wieder etwas angehoben werden, wenn man auf eine frequenzgetreue Wiedergabe Wert legt.

Der Erfolg dieser Schaltung hängt davon ab, wie weit es gelingt, die Phasenverschiebung des ersten Modulators C auf genau  $90^\circ$  konstant zu halten. Erfahrungsgemäß gelingt eine Konstanzhaltung von  $\pm 1^\circ$ , so daß selbst im ungünstigsten Falle der unerwünschte Sender mit 35 dB unterdrückt würde. Laut Bericht in der „Practical Wireless“, März 1948, wurde in Reading in der Radio-Gesellschaft ein Synchrodyn-Empfänger praktisch vorgeführt, der alle durch seine Einfachheit, Wiedergabegüte und Trennschärfe überraschte. Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit 6 Seiten.)

## Die elektrischen Eigenschaften des Erdbodens und des Wassers bei cm-Wellen

Die elektrischen Eigenschaften der die Erdoberfläche\*) bildenden Stoffe waren schon immer für die Hochfrequenz-Physiker und Radiotechniker von außerordentlichem Interesse, da die Reichweite der Lang- und Mittelwellen stark von der Absorption im Untergrund abhängt. Im Kurzwellengebiet, wo sich die Ausbreitung zwischen der Erdoberfläche und der Ionosphäre abspielt, ist die Reflexionszahl von großer Bedeutung. In neuerer Zeit hat man gerade aus den veränderlichen Reflexionseigenschaften der einzelnen Teile der Erdoberfläche im Radarverfahren für die Navigation Nutzen gezogen. Im mittleren Rundfunkwellenbereich lassen sich die elektrischen Eigenschaften des Bodens und Seewassers durch Untersuchung von Proben in einem Kondensator mäßiger Größe bestimmen. Die Ergebnisse vieler auf diese Art angestellten Messungen bei Frequenzen bis zu 100 MHz sind in der Arbeit von R. L. Smith-Rose [1] enthalten. Eine Laboratoriumsmethode für die Messung von Salzwasserlösungen bei Frequenzen bis zu 4200 MHz wurde auch von R. Cooper [2] mitgeteilt. Der Reflexionskoeffizient läßt sich andererseits unmittelbar z. B. mit Hilfe der Methode der stehenden Wellen messen, wie J. S. McPetrie [3] und J. A. Saxton [4] bei Frequenzen bis zu 50 MHz gezeigt haben. L. H. Ford und R. Oliver [5] haben bei noch höheren Frequenzen bis zu 3300 MHz, was einer Wellenlänge von 9 cm entspricht, Reflexionsmessungen an unbewachsenem, ebenem, hügeligem und bewachsenem Boden, ferner an Süß- und Meerwasser durchgeführt. Neuerdings sind auch Messungen von J. A. Saxton und J. A. Lane [6] bekannt geworden, bei denen die dielektrischen Eigenschaften bei Wasser für Wellenlängen von 1,24 und 1,58 cm direkt bestimmt wurden. Im Zuge der weiterschreitenden Entwicklung der Radartechnik wurden die eben erwähnten englischen Arbeiten durch andere Forscher, besonders in den USA., ergänzt, von denen einige ihre besondere Aufmerksamkeit der Bestimmung der Reflexionszahl von Meerwasser bei Verwendung enggebündelter Richtstrahlen, wie sie in der Radartechnik üblich sind, zuwandten. Besonders von der Universität in Texas wurden die dielektrischen Eigenschaften verschiedener Erd-

\*) „Nature“, Lond. 161 (1948) 73.

bodenarten und von Wasser bei einer Wellenlänge von 3,2 cm untersucht, wobei die kleinen Meßproben in eine Hohlraumleitung gebracht und die Phasendifferenz bestimmt wurde. Die Werte für die Dielektrizitätskonstante (DK) und Leitfähigkeit betragen für den trockenen Arizonaboden 3,2 und  $10^9$  E. S. E. Die Autoren Prof. A. W. Straiton und C. W. Tolbert weisen in ihrem Bericht darauf hin, daß der Boden in Arizona eine 3mal so hohe Leitfähigkeit aufweist, als der von Ford und Oliver [5] untersuchte trockene, sandige Lehm in England, wohingegen die Leitfähigkeit des Bodens in Texas viel kleiner ist. Die Abweichungen werden durch den beträchtlichen Eisengehalt des Arizonabodens erklärt.

Ähnliche Messungen wurden auch an Frischwasser und Meerwasser aus dem Golf von Mexiko durchgeführt, wobei sich für Frischwasser von  $23^\circ$  C eine DK von 67 und eine Leitfähigkeit von  $10^{11}$  E. S. E. ergab, während für Meerwasser mit einem Salzgehalt von 3,2% eine DK von 65 und eine Leitfähigkeit von  $15 \cdot 10^{10}$  E. S. E. gefunden wurde. Diese Werte stimmen vorzüglich mit denen von Saxton [7] überein, der die anomale Dispersion von Wasser theoretisch bestimmte und sich auf die Messungen von Straiton und Tolbert stützte.

Diese jüngsten Arbeiten stellen daher eine wertvolle Bereicherung unserer Kenntnisse über die elektrischen Eigenschaften des Erdbodens und Wassers bei sehr kurzen elektrischen Wellen dar.

#### Schrifttum:

- [1] Smith-Rose, R. L., J. Inst. Elect. Engrs. 75, 221 (1934); Proc. Phys. Soc. 47, 923 (1935).
- [2] Cooper, R., J. Inst. Elect. Engrs. 93, Part. III, 69 (1946).
- [3] McPetrie, J. S., Proc. Phys. Soc. 46, 637 (1934).
- [4] McPetrie, J. S., and Saxton, J. A., J. Inst. Elect. Engrs. 90, III, 88 (1943); 92, III, 256 (1945).
- [5] Ford, L. H., and Oliver, R., Proc. Phys. Soc. 58, 265 (1946).
- [6] Saxton, J. A., and Lane, J. A., Conf. Rept. Phys. Soc. und Roy. Met. Soc. 278 (1946).
- [7] Saxton, J. A., Conf. Rept. Phys. Soc. und Roy. Met. Soc. 292 (1946).

Dr. Eder

## Fernübertragung nach dem Code-Prinzip

Die an sich bekannte Übertragung von Nachrichten-, Musik- und Fernsehsendungen nach dem Code-Prinzip ist allen übrigen Modulationsarten, also auch der Frequenz-, Phasen- und Zeitmodulation, durch ihre absolute Freiheit von Stör- und Rauschspannungen überlegen. Lediglich die bei der Durchführung der Modulation nach dem Code-Prinzip (CM) auftretenden Schwierigkeiten haben bis jetzt eine weitgehende Anwendung dieses Verfahrens verhindert. Da sich bei der Übertragung mit Dezimeter- oder Zentimeterwellen über größere Entfernungen mit mehreren Relaisstationen auf dem Übertragungsweg die Stör- und Rauschspannungen in den einzelnen Stationen summieren, ist das Verhältnis der Signal- zur Störampplitude am Ende des Übertragungsweges sehr ungünstig, oder die Signalspannung ertrinkt gar vollkommen in der Rauschspannung. Da die bisher zur Durchführung des Code-Prinzips angewendeten Mittel in keiner Weise genügten, hat der Verfasser das Problem noch einmal aufgegriffen und eine Übertragungseinrichtung entwickelt, die bereits erprobt wurde und sich als zuverlässig und einfach in der Bedienung und Wartung erwiesen hat\*).

Das Code-Prinzip beruht darauf, daß jedem Augenblickswert der Mikrofonspannung eine Kombination von  $m$  gleichlangen rechteckigen, besetzten oder unbesetzten Stromschritten zugeordnet wird. In Abb. 1 sind als Beispiel drei verschiedene Kombinationen für eine Gruppe von  $m = 5$  Stromschritten angedeutet. Da die Zahl und der Platz der besetzten und der unbesetzten Stromschritte bei der Übertragung berücksichtigt wird, ergeben sich also für eine Gruppe von  $m$  Stromschritten

$$N = 2^m$$

verschiedene Kombinationsmöglichkeiten. Der gesamte zu übertragende Dynamikbereich kann demnach in  $2^m$  Intervalle aufgeteilt und die Mikrofonspannung mit einer Feinheit von  $2^m$  verschiedenen Werten abgetastet werden. Die Abtastfrequenz, d. h. die Frequenz, mit der die Gruppen von  $m$  Stromschritten ausgesendet werden, muß hoch gegenüber der höchsten zu übertragenden Signalfrequenz sein, damit am Empfangs-

\*) F. Schröter (Paris), Vorrichtung für störfreie elektrische Fernübertragung, Archiv der elektrischen Übertragung, Band 1, Heft 1/2, Seite 2.

ort eine der Mikrofonspannung ähnliche Kurve mit der erforderlichen Stetigkeit aufgebaut werden kann. Entsprechend den verschiedenen Anforderungen an die Dynamik kommt man bei Telefonie mit  $m = 5$ , bei Musikübertragungen mit  $m = 8$  und bei Bildsendungen mit  $m = 4$  Stromschritten

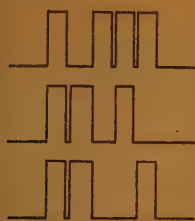


Abb. 1

je Impulsgruppe aus. Da sich die Störspannung und die Rauschspannung im Empfänger durch entsprechende Amplitudensiebung fast vollkommen von den Rechteckimpulsen trennen läßt, ist der Empfang praktisch störfrei.

Die Umformung der Amplitudenwerte der zu übertragenden Mikrofonspannung in Impulsgruppen auf der Senderseite und der Aufbau der Signalspannung aus den Impulsgruppen auf der Empfängerseite wird durch synchron abgelenkte Katodenstrahlen und durch Blenden mit gesetzmäßig angeordneten Durchlaßöffnungen, über die die Katodenstrahlen geführt werden, bewirkt. In Abb. 2 ist eine derartige Blende für  $m = 5$  dargestellt, die für Sprachsendungen ausreicht.

Jede ausgesendete Impulsgruppe besteht also aus 5 Stromschritten und 32 verschiedene Kombinationen sind möglich. Jede Impulsgruppe entsteht durch eine Führung des Katodenstrahles senkrecht von unten nach oben über die Blende. In der Abb. 2 sind die Wege des Katodenstrahles für die 1., 16., 17. und 32.

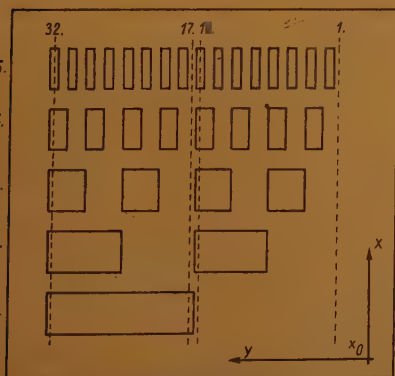


Abb. 2

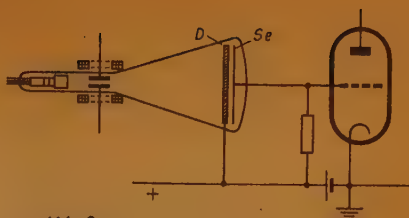


Abb. 3

Impulsgruppe als Beispiel angedeutet. Die Auswahl der richtigen Impulsgruppe erfolgt durch eine waagerechte Auslenkung des Katodenstrahles in Richtung der y-Achse, die dem Augenblickswert der zu übertragenden Signalspannung proportional ist. Die Impulsgruppe 1 ist daher dem kleinsten, die Impulsgruppe 32 dem größten Momentanwert der Mikrofonspannung zugeordnet.

Die Abtastung der Mikrofonspannung geht so vor sich, daß der Katodenstrahl von seiner Ruhelage 0 aus eine der Signalspannung proportionale waagerechte Ablenkung nach links an der unteren Kante der Blende entlang erfährt, dann senkrecht nach oben über die Blendenöffnungen geführt wird und schließlich dunkelgetastet an seinen Ursprung zurückkehrt; dann wird der nächste Punkt der Spannungskurve abgetastet usw. Je höher die Abtastfrequenz ist, um so besser ist naturgemäß die Auflösung der Signalspannungskurve.

Die dargestellte Blende kann sowohl optisch als auch rein elektrisch wirken; man kann sie entweder auf den Leuchtschirm der Katodenstrahlröhre legen und eine Fotozelle davor anbringen, oder man verwendet sie unmittelbar als Anode, die man in den Weg des Katodenstrahles schaltet.

Bei der in Abb. 3 gezeigten Anordnung ist die Blende D ebenfalls Anode der Katodenstrahlröhre. Hinter D ist eine Platte Se angebracht, aus der Sekundärelektronen zu D übertreten, wenn die Platte Se von dem durch die Öffnungen der Blende D fallenden Katodenstrahl getroffen wird, und so die Rechteckimpulse erzeugen.

Durch eine Kompensationseinrichtung wird erreicht, daß der Katodenstrahl auch immer genau über eine vorgeschriebene senkrechte Bahn der Blende wandert und nicht etwa zwischen zwei solche gerät, also z. B. zwischen die 16. und 17. Impulsgruppe in Abb. 2, wo-



durch unklare Impulse entstehen würden, die nicht mehr zurück übersetzt werden können.

Auf der Empfängerseite wird eine identische Einrichtung verwendet, die durch Synchronimpulse von dem Sender in Gleichlauf gehalten wird. Bei der Rückverwandlung der Impulsgruppen in Spannungswerte durch die Blende D ist das optische Verfahren einfacher, da es keine Schwierigkeiten macht, die optische Durchlässigkeit der Öffnungen in der Blende von oben nach unten mit der erforderlichen Gesetzmäßigkeit abzustufen. Die optischen Durchlässigkeiten der 1., 2., 3., 4. und 5. Öffnungsreihe der Blende in Abb. 2 müssen sich wie 16:8:4:2:1 verhalten. Der Leuchtschirm der Katodenstrahlröhre wird von einer Fotozelle abgetastet, die einen Speicherkondensator aufladet. Wird also dafür gesorgt, daß alle Signalimpulse gleiche Dauer haben und gleiche Leuchtintensität auf dem Bildschirm der Empfängerröhre erzeugen, so wird durch die geschilderte Abstufung der optischen Durchlässigkeit der waagerechten Reihen der Blende am Speicherkondensator für jede Impulsgruppe eine Spannung aufaddiert, die dem der betreffenden Stromschrittkombination entsprechenden Momentanwert der Signalamplitude proportional ist, wenn man im Sättigungsgebiet des Fotozellenstromes arbeitet. Wenn eine Impulskombination auf den Speicherkondensator gegeben worden ist, wird dieser durch eine parallel geschaltete Triode kurz über einen Widerstand entladen, der im Eingang eines NF-Verstärkers liegt. Dann wird die nächste Impulsgruppe auf den Speicherkondensator gegeben.

Die Schaltungen auf der Sender- und Empfängerseite und deren Wirkungsweise werden ausführlich beschrieben. Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit 12 Seiten.)

## Die magnetische Schallaufzeichnung in Großbritannien

Obwohl das nach Beendigung des Krieges bis in alle Einzelheiten in Großbritannien und in den Vereinigten Staaten von Amerika bekanntgewordene deutsche Magnetofonverfahren größte Beachtung gefunden hat und als allen anderen Verfahren überlegen anerkannt wurde, verläßt man in diesen Ländern nur etwas zögernd den früher eingeschlagenen Weg der Aufzeichnung auf Stahl-draht. In den Vereinigten Staaten existiert

erst ein einziges Modell für Aufzeichnungen auf Magnetband (Bush BK 401 Soundmirror)<sup>1)</sup>; das Gerät stellt eine Neukonstruktion dar, die erst nach Kriegsende in Angriff genommen wurde und sich eng an das Magnetofonverfahren anlehnt.<sup>2)</sup> Statt des Kunststoffbandes, in das das Magnetmaterial eingelagert ist, wird ein Papierband verwendet, auf dessen Oberfläche eine dünne Schicht des magnetischen Materials aufgetragen ist; das Papierband ist billiger und soll einen sehr viel geringeren Kopiereffekt zeigen als das Kunststoffband des Magnetofons.

Die Britische Rundfunkgesellschaft (BBC) hat sich für ihre Zwecke für eine dem Magnetofonverfahren nachgebildete Schallaufzeichnung entschlossen und mit den Herstellern Normen vereinbart, die sich eng an die deutschen Werte anlehnen<sup>3)</sup>.

Bei den meisten magnetischen Schallaufzeichnungsgeräten wird aber heute noch der sehr viel kostspieligere Stahldraht als Aufzeichnungsträger verwendet; neuerdings ist man auch hier dazu übergegangen, mit einer hochfrequenten Trägerspannung zu arbeiten. Auf einem Vortrag vor der "British Sound Recording Association", der jetzt veröffentlicht wurde<sup>3)</sup>, wird über den Stand der Aufzeichnung auf Stahldraht berichtet. Als Ergebnis der jüngsten Untersuchungen werden die neuentwickelten Geräte der Firma "Boosey and Hawkes, Ltd." vorgestellt, in denen sowohl die deutschen Erfahrungen mit der hochfrequenten Trägerspannung als auch die Neuentwicklungen der Sprech- und Hörköpfe durch die "Armour Research Foundation of New York" berücksichtigt werden.

Der als Aufzeichnungsträger dienende Stahldraht hat einen Durchmesser von 0,1 mm und eine Laufgeschwindigkeit von 61 cm je Sekunde. Die Drahtstärke wurde deshalb so gering gewählt, um eine möglichst kleine Entmagnetisierung, die etwa mit dem Quadrat der aufzuzeichnenden Frequenz ansteigt, zu erreichen. Die Verminderung der durch die Entmagnetisierung entstehenden Verluste durch entsprechende Wahl des Materials für den Aufzeichnungsträger nahm überhaupt den breitesten Raum in den Untersuchungen der letzten Zeit ein. Die

<sup>1)</sup> H. A. Chinn, Magnetic Tape Recorder in Broadcasting, Electronic Engineering, Dezember 1947, Seite 393.

<sup>2)</sup> Standardisation of Magnetic Recording, Electronic Engineering, Dezember 1947, Seite 396.

<sup>3)</sup> P. T. Hobson, Developments in Magnetic Recording, Electronic Engineering, Dezember 1947, Seite 377.

durch die frequenzabhängige Entmagnetisierung D verursachten Verluste liegen zwischen den durch die Funktionen<sup>4)</sup>

$$20 \log \frac{R}{R+D} \text{ (in Dezibel)}$$

und

$$20 \log \frac{1}{1+D} \text{ (in Dezibel) für } D \leq R$$

gegebenen Werten und sind somit nicht nur von dem Entmagnetisierungsfaktor D, sondern auch von R abhängig, das das Verhältnis aus Koerzitivkraft und Remanenz des Materials darstellt. Für eine gute Frequenzkurve ist daher neben einem kleinen Wert von D ein möglichst großes R sehr erwünscht. Bei der angegebenen Drahtstärke und Drahtgeschwindigkeit würde sich für den höchstmöglichen Wert von R, der ja definitionsgemäß nicht größer als 1 werden kann, ein Anstieg der Frequenzkurve bis 600 Hertz um 6 db je Oktave, ein weiterer geringer werdender Anstieg bis 2000 Hertz und von

4) Hoselitz, Philosophical Magazine, Band 35, Nr. 241, Februar 1944, Seite 91.

dort ein Abfall um insgesamt 6 db...10000 Hertz ergeben. Bei einem R von 0,01 würde die Kurve nur bis 300 Hertz ansteigen und von dort um 25 db...10000 Hertz absinken.

Der Aufzeichnungsträger muß daher aus einem Material möglichst hoher Koerzitivkraft und geringer Remanenz hergestellt werden. Normale Kohlenstoffstäbe mit einer Remanenz von 6000...7000 Gauß und einer Koerzitivkraft von 60...90 Oersted ergeben ein R von 0,01 und sind daher für Hochleistungsaufzeichnungen ungeeignet. Die Auswahl der geeigneten Legierung, die die geforderte hohe Koerzitivkraft besitzt und sich außerdem zu einem Draht von 0,1 mm Durchmesser ziehen läßt, bereitet erhebliche Schwierigkeiten. Die Untersuchung von rostfreien austenitischen Stählen brachte schließlich den gewünschten Erfolg. Derartige Stähle sind in geglühtem Zustand unmagnetisch, kaltbearbeitete Stähle zeigen dann aber geringe magnetische Eigenschaften. Es stellte sich heraus, daß diese Stähle je nach der Bearbeitung ganz nach Belieben eine Remanenz von 0...7000 Gauß

Weitverkehr  
 Rundfunk  
 Elektroakustik  
 Fernschreiben  
 Eisenbahnsicherungsdienst  
 Bauelemente für  
 Telefonie und Telegrafie  
 u. a. m.

**LORENZ**

**C. Lorenz A-G. Berlin-Tempelhof**



und eine Koerzitivkraft zwischen 40 und 400 Oersted annehmen können. Ein Aufzeichnungsdraht mit einer Remanenz von etwa 600 Gauß und einer Koerzitivkraft von 300 Oersted, also mit einem R von 0,5 bewährte sich als der beste Kompromiß. Die infolge der geringen Remanenz induzierten kleinen Sprechspannungen im Hörfopf erwiesen sich nicht als Nachteil, verglichen mit der Verbesserung in der Wiedergabe der höheren Frequenzen. Es ergibt sich also die etwas merkwürdige Tatsache, daß für die magnetische Aufzeichnung ein Trägermaterial verwendet wird, das man unter normalen Umständen als unmagnetisch bezeichnen würde.

Das durch den Aufzeichnungsträger verursachte Gesamttrauschen ist nahezu proportional seiner Remanenz; auch aus diesem Grunde ist der gewählte austenitische Stahl recht günstig wegen seiner geringen Remanenz, und es macht keine Schwierigkeiten, die Rauschspannung bei unmodulierter Trägerfrequenz um 60 db unterhalb der maximalen Sprechspannung zu halten. Geglühte austenitische Stähle haben ein sehr feinkörniges

Gefüge aus nichtmagnetischem Material; bei der Kaltbearbeitung setzen sich kleinste Teilchen magnetischen Ferrits an den Korngrenzen des unmagnetischen Materials ab, die magnetischen Teilchen werden gleichsam in einen unmagnetischen Träger eingebettet. Durch geeignete Wärmebehandlung erhält man so Aufzeichnungsdrähte von einer überraschenden magnetischen Gleichmäßigkeit und Rauschfreiheit. Der Aufzeichnungsdraht hat trotz seiner geringen Dicke von nur 0,1 mm eine Reißfestigkeit von 1500...1800 Gramm. Reißt der Draht, so kann er einfach durch Knoten geflickt werden, ohne daß man befürchten müßte, daß die Knoten den Lauf des Drahtes durch Sprech- oder Hörfopf behindern.

Der Sprechkopf besteht aus einem ungefähr rechteckigen Kern aus Material hoher Permeabilität. Auf den einen Schenkel des Rechtecks ist die Sprechspule gewickelt, in dem gegenüberliegenden Schenkel ist der Aufzeichnungsspalt angebracht. Der Draht läuft in einem Schlitz in der Längsrichtung innerhalb des Schenkels, die Spaltbacken sind zur Erhöhung des Kraftflusses ausge-

# DRALOWID



## Seitenkontakt-Röhrenfassung

8 polig aus Frequenta — wieder lieferbar.

Zweipunktbefestigung nach DIN 1564. Hoher Isolationswert, verlustarm durch Sonderkeramik nach DIN 40685 Gruppe II B 2. Gute Kontaktgabe durch hochwertige Metallfedern; auf Wunsch versilbert.



**STEATIT-MAGNESIA  
AKTIENGESELLSCHAFT**  
WERK BERGHAUSEN (BEZ. KÖLN)



kehlt. Bei einer Spaltbreite von 0,025 mm, einer Drahtgeschwindigkeit von 61 cm/sec und einer Trägerfrequenz von 48 kHz ergibt sich eine effektive Spaltbreite von 0,006 mm, infolge der Streufelder muß man aber mit einer wirksamen Spaltbreite rechnen, die mindestens doppelt so groß ist. Für die Trägerfrequenz muß zur Aufzeichnung eine Leistung von 3...4 Watt, für Sprechspannungen bis herauf zu 1000 Hertz etwa ein Milliwatt, für höhere Frequenzen eine etwas größere Leistung aufgewendet werden. Hör- und Löschkopf sind ganz ähnlich wie der Sprechkopf gebaut und können auch zu einem Kopf mit zwei Spalten vereinigt werden. Durch Anhebung der Tiefen und Höhen im Abhörverstärker erhält man eine Frequenzkurve zwischen 30 und 10000 Hertz, die auf  $\pm 2$  db konstant ist und auch für höchstwertige musikalische Aufzeichnungen allen Anforderungen genügt.

Die normale Vorratsspule enthält Aufzeichnungsdraht für eine ununterbrochene Spieldauer von einer Stunde. Bei geringeren Ansprüchen an die höheren Frequenzen, etwa bei der Aufnahme von Sprache, kann

die Laufgeschwindigkeit auf ein Viertel herabgesetzt werden, so daß die Laufzeit vier Stunden beträgt. Abgesehen von den geringeren Kosten soll das Magnetofonband gegenüber dem Stahldraht keine ins Gewicht fallende Vorteile haben. Das Band hat zwar einen kleineren Entmagnetisierungsfaktor D, dem steht aber ein geringerer wirksamer Querschnitt an magnetischem Material gegenüber, so daß die Remanenz zur Erzielung ausreichender Sprechspannungen im Hörkopf erhöht werden muß. Die dadurch eintretende Verkleinerung des Faktors R macht den Gewinn durch die verminderte Entmagnetisierung wieder einigermaßen wett.

(Umfang der Originalarbeit zu <sup>1)</sup>: 3 Seiten,  
zu <sup>2)</sup>: 1 Seite,  
zu <sup>3)</sup>: 6 Seiten.)

#### **Zeichnungen**

nach Angaben der Verfasser von

FUNK UND TON Labor . . . 9

Tresler . . . . . 41



# TELEFUNKEN

*wie früher*

## die deutsche Weltmarke

BERLIN-SCHÖNEBERG, MAXSTRASSE 8

WERKE IN BERLIN, HANNOVER, ULM, DACHAU

# Inhaltsverzeichnis FUNK UND TON

Bd. 2 (1948), Nr. 6, Seiten 272...324

Gaston Potier: Procédés et dispositifs utilisés dans les transmissions multiplex par impulsions.	
DK 621.396.44: 621.3.083.72: 621.3.052.7	273
Dipl.-Chem. R. L. Schupp und Prof. Dr. R. Mecke: Röhrenvoltmeter und Röhren-galvanometer mit Gleichspannungsverstärker.	
DK 621.396.645.015.2: 621.317.725:	
621.385.831: 621.317.715: 621.317.791	285
Dr.-Ing. Paul G. Violet: Ein dreikreisiges Kopplungsfilter für Breitbandverstärker.	
DK 621.318.7: 621.392.52: 621.396.64	290
Harry Hertwig: Elektrische Kippschwin-gungen.	
DK 621.319.55	300
Dr. Wilhelm Geyger: Elektromagnetische Spannungs-Gleichhalter für Schaltungsanord-nungen mit Elektronenröhren.	
DK 621.3.015.1: 621.316.722: 621.385:	
621.596.682	308

## Referate

Verbesserungen am Synchrondyn-Empfänger. *)	
DK 621.396.62	315
Die elektrischen Eigenschaften des Erdbodens und des Wassers bei cm-Wellen.	
DK 621.391.32: 621.396.1.029.64: 621.391.33	317
Fernübertragung nach dem Code-Prinzip. *)	
DK 621.392: 621.397.8	318
Die magnetische Schallaufzeichnung in Groß-britannien. *)	
DK 621.395.625.3. (41)	320
Von den mit einem *) versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages in Briefmarken von RM 2,— für die Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.	

FUNK UND TON erscheint mit Genehmigung der französischen Militärregierung. Monatlich 1 Heft. Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eich-borndamm 141/167. Herausgeber und verantwortlich für den Inhalt: Professor Dr. Gustav Leit-häuser. Bezugspreis vierteljährlich 9,— RM. Bei Postbezug 9,15 RM (einschl. 15 Pf. Postgebühren) zuzüglich 12 Pf. Bestellgeld. Die Abonnementsgebühren werden innerhalb Groß-Berlins durch die Filialboten der Druckerei- und Vertriebsgesellschaft m. b. H. monatlich kassiert. Bestellungen beim Verlag, bei der Druckerei- und Vertriebsgesellschaft m. b. H., Berlin W 8, und deren Filialen in allen Stadtteilen Berlins. Anzeigenverwaltung: Berliner Werbe Dienst, Berlin W 8, Telefon 42 51 81. Der Nachdruck einzelner Beiträge ist nur mit Genehmigung des Verlages gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.

... wer bastelt, kennt

**VINETA-Funk**  
FRITZ W. POST  
a m n n

Das RUNDfunk - FACHGESCHAFT

BLN.-PANKOW • BERLINER STRASSE 77 • TEL.: 442377

BLN.-LICHTENBERG • FRANKFURTER ALLEE 194 • TEL.: 553349

z. Z. noch kein Versand nach auswärts!